Tijdschrift van het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
DEEL 29 No. 1 1964

Some aspects of magnetrons for microwave heating

by K. W. Hinkel *)

Summary

This paper introduces the reader to magnetrons in general and deals with some of the problems related to their application for heating purposes.

After a brief description of the magnetron, the function of the main elements of the heating device and their working principle are discussed. Finally a brief description is given of the behaviour of the magnetron as a circuit element.

1. Introduction

During and directly after the war, the multicavity magnetron has been increasingly used as source of high frequency energy. Most applications of the magnetron were in telecommunication, where it serves as output tube in pulse-radar transmitters. The technical development of the magnetron was therefore primarily concerned with meeting the requirements of this particular application. These are high pulse power, good pulse frequency spectrum, very stable operation at the desired frequency, tunability, increasingly high operating frequency (from 10 cm wavelength during the war to a few mm at present). During the past years the magnetron has proven to possess certain characteristics such as low price, small volume, simple operation and low impedance, by which it compares favourably with other available tube types such as klystrons, travelling wave tubes, etc.

Because of these features, the magnetron was also choosen for a different application that has recently created a lively interest; that of microwave heating. Soon it became clear that the magnetron, being more or less „built to order" for telecommunications, was not entirely satisfactory for this new application. It was particularly the demand for the highest possible mean output and the fact that the magnetron should preferably

*) N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven.

be capable of handling greatly varying loads that necessitated a novel development of magnetrons for these applications. The desirability to operate on „rough" a.c. or on unfiltered d.c. was another serious problem. Finally it is required nowadays that any output variations due to mains-voltage variations can be compensated by adjusting the magnetic field of the magnetron.

At present we are only at the beginning of the development of a magnetron specifically suited to microwave heating. In the following we shall give a general description of magnetrons and indicate the specific aspects of the type desired for microwave heating.

2. Description of the magnetron

Fig. 1 shows a magnetron for microwave heating (type 7091) operating on a frequency of 2450 Mc/s (12.25 cm wavelength), of 2 kW output. The magnetron is a diode; the connexions of

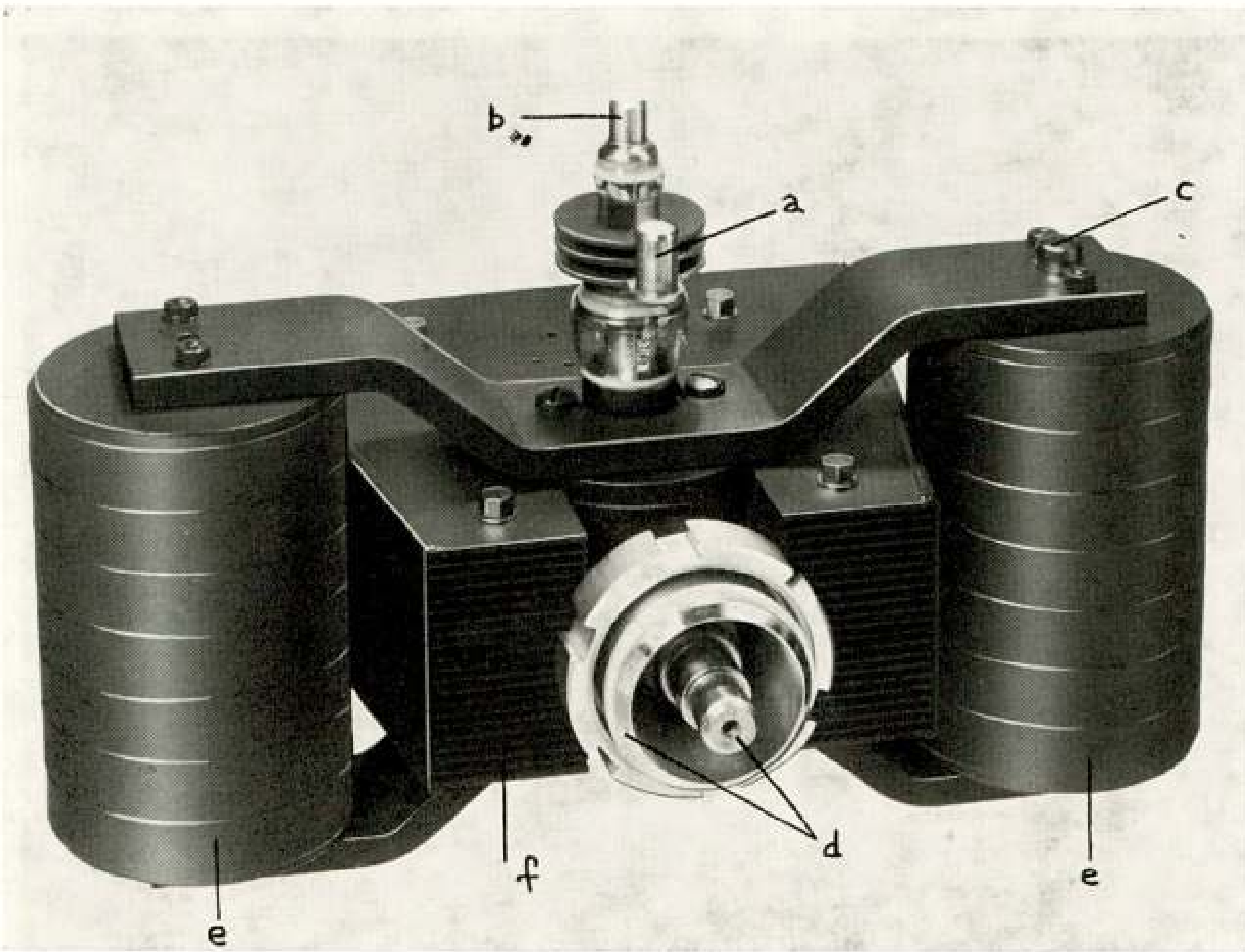


Fig. 1

Magnetron type 7091 for microwave heating. Operating frequency 2450 Mc/s, output power 2 kW.

a) Cathode connexion. b) Heater connexion. c) Anode connexion
d) Coaxial output line for H.F. power. e) Ceramic magnet columns.
f) Cooling vanes for air cooling of the anode

the two main electrodes are clearly visible in the photograph: the cathode (and filament) connexion above and the anode connexion in the lower half of the photo.

The magnetic field necessary for operating the tube is produced by two ceramic magnet columns. The H.F. output is taken up from the coaxial connexion visible in the lower part of the picture. The power dissipated by the anode is carried off by a flow of air forced between the cooling fins between the two magnets. Magnet, yokes, cooling fins and coaxial output line are all at anode potential. At maximum output the voltage between anode and cathode is approx. 4.7 kV and the average anode current 0.75 A. The H.F. output with matched load is approx. 2 kW, so that the efficiency is about 57%.

Unlike the type shown in fig. 1, magnetrons may also generate the necessary magnetic field electrically, whilst the dissipated power may also be carried off by liquid cooling, and finally the H.F. power may be taken off by wave guids or radiating elements.

3. The working principle of the magnetron

Fig. 2 shows a cross-section of the magnetron. We see a cylindrical cathode surrounded by an anode of irregular shape. A magnetic field parallel to the cylinder axis is present in the space between cathode and anode, called the interaction space. In the magnetron oscillator a standing wave is produced upon the anode, and consequently a H.F. alternating field is set up in the interaction space. Since a standing wave is built up of two waves travelling in opposite directions, it can also be said that in the magnetron oscillator electromagnetic waves are travelling around the anode. Since the phase velocity, depending upon the geometric shape of the anode, is far smaller than the speed of light, the anode works as a delay line. Under the influence of the externally applied potential and the available magnetic field, the electrons emitted by the central cathode follow a path that can be described as the super-imposition of

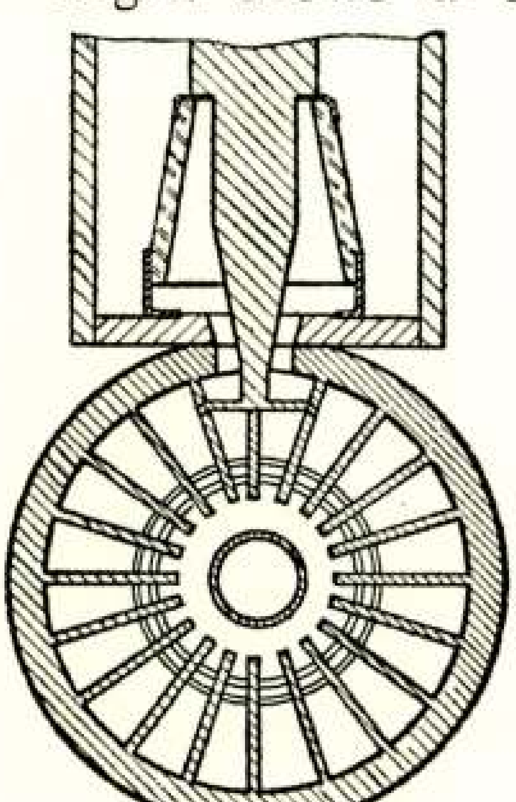


Fig. 2
Cross-section of the magnetron 7091 (simplified)

a rotary motion (cyclotron motion) and a translatory motion around the cathode. The cyclotron frequency depends on the electronic charge and on the electronic mass and further only upon the magnetic flux density. The velocity of the translatory motion is proportional to the quotient $\frac{V_a}{B}$ where V_a is the anode voltage and B the magnetic field strength in the interaction space.

For the magnetron, such magnitudes of these are choosen that the translatory motion is synchronized with the electromagnetic wave travelling around the anode.

The voltage necessary to accelerate the electron up to the phase velocity of the electromagnetic wave is always low relative to the anode voltage V_a. Thanks to this, the electrons will reach the phase velocity of the travelling wave already in the vicinity of the cathode. Over the remainder of their path towards the anode the electrons yield the surplus energy taken up from the field of the d.c. source to the H.F. field, without increasing their own velocity. This explains to the high electronic efficiency of the magnetron, which may reach up to 70% at a frequency of 2400 Mc/s.

Not all electrons, however, yield the energy gained on their path to the H.F. field. A certain percentage of those leaving the cathode will enter the interaction space at such a place and time that they take up energy from the H.F. field. As these electrons are travelling too fast, the force exerted on them in the magnetic field will deflect them back to the cathode, where the energy gain from the H.F. field is given off to the cathode in the form of heat (back-bombardment). The power thus dissipated in the cathode may run into a few percent of the input power, depending upon the load coupled to the magnetron. In order to keep the cathode temperature constant, the filament voltage of some magnetrons must be lowered when anode current is flowing. Carrying off the heat thus dissipated in the cathode is one of the major problems in designing magnetrons of high average power output.

It appears from the foregoing that the magnetron oscillator will have a low internal resistance. If the magnetic field B is assumed to be constant throughout the interaction space, a specific anode voltage is required to maintain synchronism between electron velocity and phase velocity. The space charge in the interaction space, which increases together with the current through the magnetron, will only slightly raise the anode voltage.

4. The magnetron anode as delay line

We have mentioned in the foregoing that one of the functions of the magnetron anode is that of the delay line. We shall now examine more closely a few of the properties of non-homogeneous delay lines of periodic structure, such as used in magnetrons.

From fig. 2 we notice that the anode forms an annular circuit built up of 20 consecutive elements. For a better understanding of this closed circuit, we shall imagine the line to be cut open at some spot, so that now two input and two output terminals can be distinguished.

Fig. 3 is a simplified representation of such a line having N elements. If this line is terminated at the output with its wave

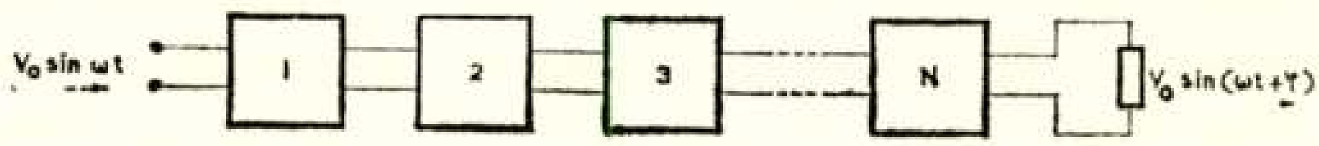


Fig. 3

Periodic delay line of N elements, terminated with its wave resistance ξ. The phase difference φ between input and output depends upon N, λ and the transmission properties of the line

resistance and controlled at the input by a sinusoidal wave of a specific frequency, then this wave will reach the output without attenuation (provided this frequency lies within the pass band of the line). The phase of the wave at the output will as a rule differ from that at the input. The phase difference apparently depends upon the frequency, the number of elements of the line and the transmission properties of each element. There is a number of discrete frequencies f_i at which the phase difference is a whole multiple of 2π, and at these frequencies input and output voltage are in phase.

If we now close the line again by joining input and output, only the above mentioned frequencies f_i will be capable of propagation through the annulus. No frequencies differing from f_i will be transported.

This means that the annular closed circuit exhibits the properties of a resonant circuit at the frequencies f_i. Further examination reveals that there are as many resonance frequencies f_i as the number of elements N of the line. Since the user of the magnetrons is solely interested in a single one of these frequencies, oscillation of the magnetron in any other

frequency must be prevented. In the design and manufacture of magnetrons this reguirement forms one of the major problems. In making magnetrons for heating purposes, these difficulties are further complicated by the fact that the load may vary a great deal: if the desired mode of oscillation is strongly damped and one of the many undesired modes to a far lesser extent, than the magnetron will tend to oscillate at the frequency where damping is least. This happens occasionally in practice and is called „moding". When these sudden frequency chances occur, back-bombardment is likely to be extremely violent an the cathode will soon be destroyed. When tuning up new equipment, particular care should be taken to avoid this effect, as otherwise the magnetron must soon be written off.

The application of 2 pairs of connecting rings (one pair at either side of the anode) makes it possible to arrange the pattern of the resonance frequency f_i, called the mode spectrum, in such a way that the magnetron exhibits a pronounced preference for oscilletion in one specific mode, the so-called π-mode. This mode of oscillation derives its name from the fact that at frequency f_π the phases of the fields of successive elements of the delay line differ by π radians. This mode of operation also yields the highest electronic efficiency.

As the electrical conductivity of the delay line is finite, some fraction of the power offered by the electrons to the H.F. field will be converted into heat in the anode. A quantitative measure of it is the circuit efficiency, which can be determined by relatively simple means with the aid of „cold measurements" (in which the magnetron itself is not oscillating). In practice this efficiency amounts to approx. 80 or 85%.

These power losses are largely dissipated near the thick anode jacket and the heat can therefore be readily carried off. Matters are different for the dissipation caused by electron bombardment of the anode.

Because of the nature of the electron paths, this will be strongest in the peaks of the radially arranged vanes, and the heat must be carried off by the whole vane structure. One of the restrictions why the magnetron output cannot be raised indiscriminately is because of the temperature difference thus created between the vane peaks and the anode jacket.

5. The magnetron as circuit element

Fig. 4 shows the current-voltage characteristics of a magnetron oscillator. The anode current is plotted horizontally; the anode voltage vertically. The chosen parameter is the magnetic field strength in the interaction space. It appears that the internal resistance of the magnetron at constant magnetic field is low, as we have mentioned earlier.

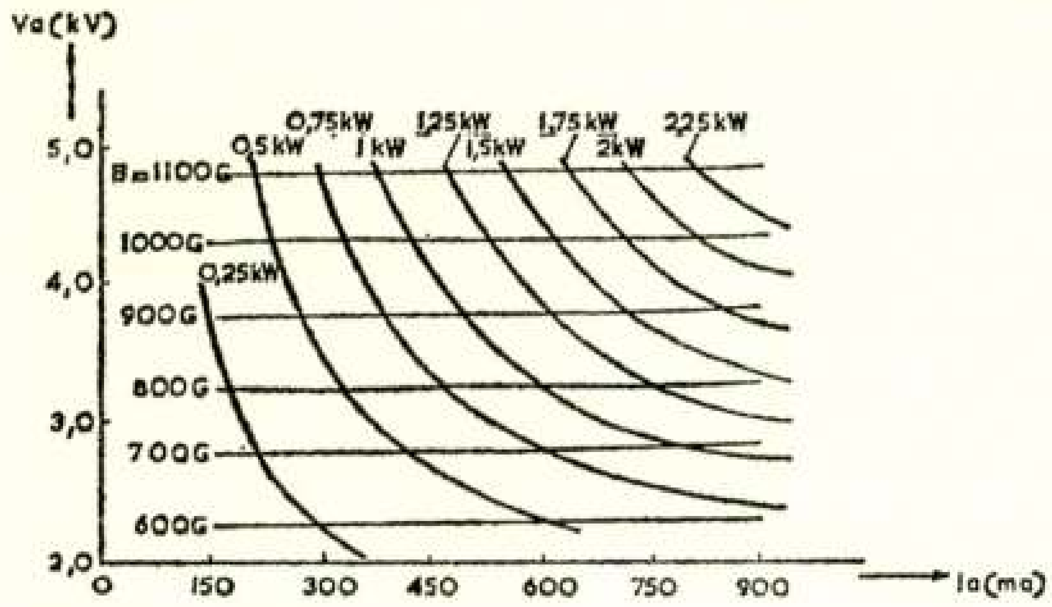


Fig. 4
Anode current-anode voltage characteristics of the magnetron 7091 (performance chart)
Lines of constant power and constant magnetic field are indicated

This, however, has the undesired consequence that the output power will vary a great deal with variations of the mains voltage.

Besides curves for constant magnetic field, fig. 4 also shows the curves for constant output power when the magnetron is operated into a matched load. By matched load is understood the load at which no H.F. energy flows back to the operating magnetron through the reference plane in the output waveguide. The trend of these curves indicates how the magnetic field should vary as a function of the anode current in order to maintain a constant output during mains-voltage variations.

Since the magnetron, as we have seen, is a self-sustained oscillator, the load coupled to it will react back to the oscillator.

The load diagram indicates how frequency and output power depend upon the load when anode current and magnetic field are kept constant.

This diagram is shown in fig. 5. The load coupled to the magnetron is expressed in a system of polar coordinates by the radius vector (equalling the absolute value of the reflection coefficient) and the vectorial angle (equalling the phase angle of the reflection coefficient in a given reference plane). In this polar diagram contours of constant output power and constant frequency have been platted. The matched load (reflection coefficient 0) is represented by the origin of the system.

If we move about the origin at a certain distance in a circle, we reach a region where the lines of constant frequency lie closely together. In that region the output power is higher than in case of matched load.

Output and frequency will greatly vary as a result of minor load variations. The amplitude of the H.F. voltage in the interaction space is then relatively small and back-bombardment is accordingly insignificant.

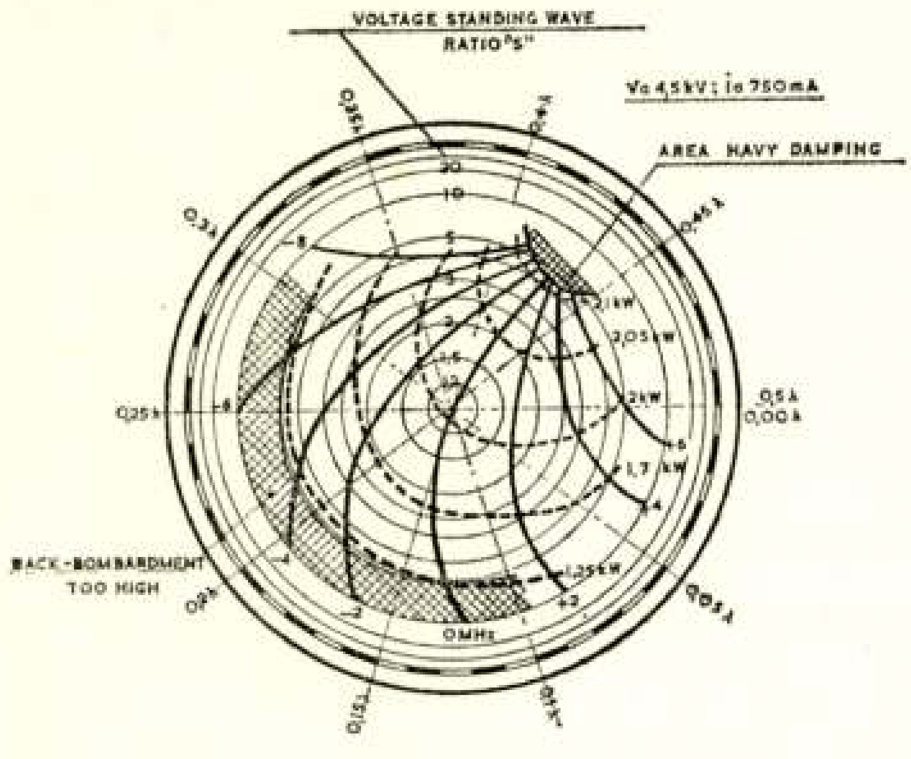


Fig. 5
Load diagram of the magnetron 7091 (Riecke diagram). The dangerous regions have been shaded

About 180° further in the load diagram we have entered the region where the ontput power is lower than in matched load and where the lines of constant frequency are far apart. In this region output power and frequency depend only slightly on load variations. The amplitude of the H.F. alternating voltage in the interaction space, however, is relatively large and back-bombardment is intense.

If we continue to move away from the origin in the direction of the region of converging frequency contours, then the output power steadily increases until at a certain distance the magnetron suddenly stops oscillating because of excessive damping. This means that there is a certain maximum value of the reflection coefficient that must not be exeeded if stable operation is to be ensured.

If we move from the origin in the opposite direction, then the magnetron has no tendency to stop oscillation, but back-bombardment is intensified and we run the risk of fusing the cathode and thus destroying the tube when we proceed too far in that direction.

This shows what it means when the magnetron is required to operate satisfactorily under greatly varying loads: the point where the magnetron stops oscillating must be removed as far as possible from the origin on the one hand, whilst on the other hand the cathode must be resistant to violent back-bombardment.

An investigation of the maximum permissible mismatching for the magnetron 7091 (expressed by the maximum permissible voltage standing wave ratio S) has shown that S depends upon the magnetic field and the anode current.

The dependency is plotted in fig. 6. We see that there are 2 regions in which very high values of S (> 5) are admissible. Particullarly the region around $1100\,\Gamma$ is important in practice, because it extends into high current values. The situation and area of these regions, which are so important in practice, have not yet been completely explained theoretically, though there are strong indications that the cyclotron motion of the electrons and the mode spectrum play an important part here.

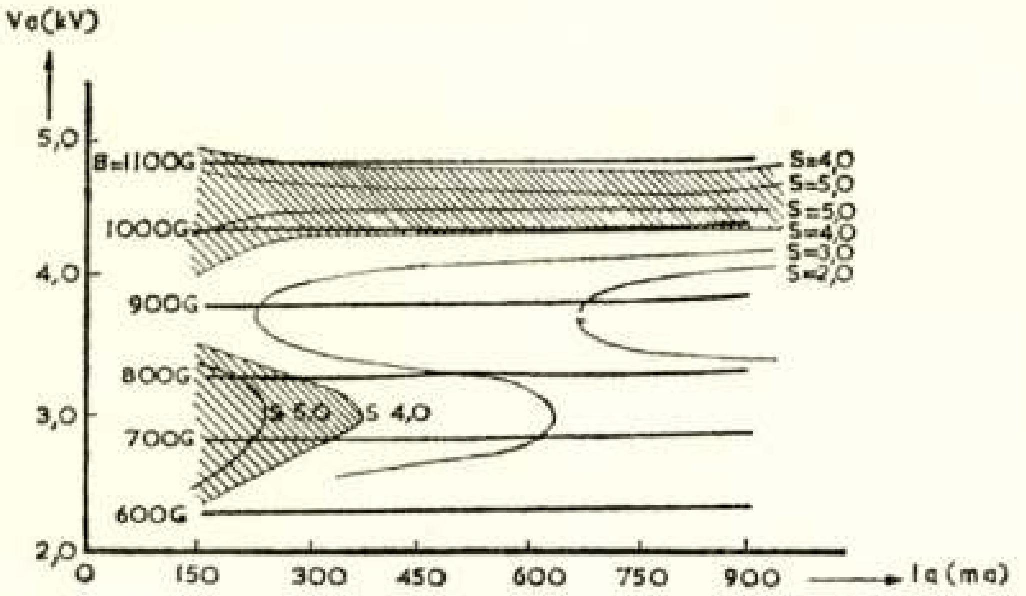


Fig. 6

Stability diagram of the magnetron 7091. S indicates the maximum permissible voltage standing wave ratio. Regions with $S > 5$ are shaded

Fig. 6 shows us that any change in the magnetic field (in order to stabilize the output power during mains-voltage variations) necessarily brings us into regions where S is relatively small. Where the type 7091 is concerned, this method of stabilization can only be applied if this smaller S will not be exceeded.

Bibliography

Collins: Microwave Magnetrons, Mc Graw-Hill Cy, 1948.

W. Schmidt: Zur Konstruktion von Magnetrons, insbesondere von Dauerstichmagnetrons für industrielle Anwendung Mikrowellenröhren. Vieweg-Verlag, Nachrichtentechnische Fachberichte Bd 22 1961.

F. Poetzl und K. Ziegler: Zur Messtechnik von Dauerstrichmagnetrons. Mikrowellenröhren. Vieweg-Verlag, Nachrichtentechnische Fachberichte Bd 22 1961.

Hinkel: Magnetrons. Philips Technical Library, 1961.

Manuscript ontvangen 25 januari 1962.

Televisiezenders voor ultrahoge frequenties

door J. A. van der Vorm Lucardie *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 18 maart 1963.

Summary

For the necessary extension of the number of television channels in the ultra-high-frequency region the bands IV and V have been reserved.

The transmitters built by Philips' Telecommunication Industry for use in this frequency band are described. Although developed to meet European standards adoption to other standards can easily be obtained.

Special attention is given to the technics related to this frequency region.

1. **Inleiding**

In West-Europa worden voorbereidingen getroffen voor de verzorging van een tweede en een derde televisieprogramma. In enkele landen is met de opbouw van een tweede zendernet reeds begonnen en wordt regelmatig een tweede programma uitgezonden.

De instanties, die voor een zendernet verantwoordelijk zijn, streven uiteraard naar een opzet waarbij voor iedere inwoner een storingsvrije ontvangst kan worden gegarandeerd.

Het verzorgingsgebied van een zender is afhankelijk van de antennehoogte en is beperkt tot een straal van ca. 60 km voor de grote stations.

Het storingsgebied strekt zich echter veel verder uit, waardoor de afstand tussen twee zenders, die op dezelfde frequentie werken, enige honderden kilometers moet bedragen. Met de 10 beschikbare kanalen in de banden I (47-68 MHz) en III (174-223 MHz). heeft men hierdoor voor het eerste programma een dekkingspercentage van 100% niet geheel kunnen realiseeren,

Er bestond dus behoefte aan uitbreiding van het aantal kanalen, zowel ten behoeve van het tweede en derde programma

*) Philips' Telecommunicatie Industrie te Huizen.

als ter verbetering van het dekkingspercentage voor het eerste programma.

De benodigde ruimte heeft men gevonden in het u.h.f.-gebied, waarin de banden IV en V (470-790 MHz) een 40-tal kanalen kan worden ondergebracht. Sommige landen hebben aansluitend aan de hoogste frequentie nog een tiental kanalen extra geprojecteerd.

De eerste u.h.f.-televisiezenders, die omstreeks 1958 werden gebouwd, waren bestemd voor de opvulling van de gaten in het verzorgingsgebied van het eerste programma.

De voorplantingscondities van het u.h.f.-gebied zijn zodanig dat achter de horizon en in schaduwgebieden, een slechtere ontvangst is te verwachten dan in de tot nu toe gebruikte v.h.f.-banden. Meer nog dan in het v.h.f.-gebied zijn voor deze frequenties een groot aantal z.g. frequentiewisselaars geprojecteerd. Deze vangen het televisiesignaal van een zender op, verschuiven de frequentie naar een ander kanaal en zenden het door middel van een eenvoudige antenne weer uit. De vermogens van deze stations bedragen over het algemeen enkele tientallen tot enkele honderden watt. In dit artikel zullen deze frequentiewisselaars buiten beschouwing worden gelaten, maar zal een beschrijving worden gegeven van de door Philips' Telecommunicatie Industrie ontwikkelde u.h.f.-televisiezenders. Hoewel de zenders zijn ontwikkeld voor het Europese 625 lijnen-systeem, kunnen ze met enige kleine wijzigingen ook worden gebruikt voor het Amerikaanse 525 lijnen-systeem.

2. **Algemene opmerkingen**

2.1. *Kanaalstandaard*

Op de CCIR-Conferentie in 1961 te Stockholm gehouden, heeft men voor de banden IV en V aangaande de standaarden meer uniformiteit bereikt dan bij de banden I en III. Voor alle Europese landen werd de 625 lijnen-standaard geaccepteerd en de kanaalbreedte werd op 8 MHz gebracht.

Hiermee heeft men bereikt dat voor de 5 verschillende Europese standaarden de beelddraaggolffrequenties dezelfde zijn, waardoor de onderlinge storing aanzienlijk wordt verminderd. In de banden I en III is hiermee geen rekening gehouden, waardoor een beelddraaggolf van de ene standaard valt in de zijband met relatief kleine amplitude van een andere standaard. Door

de draaggolffrequenties van twee in hetzelfde kanaal werkende zenders zo nodig een klein verschil (b.v. 2/3 van de videolijnfrequentie = 10 kHz) te geven, kan een extra bescherming tegen storing van ca. 10 dB worden verkregen.

Doordat alle landen het 625 lijnen systeem hebben aangenomen, behoeft bij Eurovisie-uitzendingen het beeld niet meer te worden „vertaald", hetgeen de beeldkwaliteit ten goede komt.

2.2. *Zendvermogens*

Rekeninghoudend met de effectieve antennehoogte, de winst van de ontvangantenne en de ruisbijdrage van de ontvanger, blijkt het effectief-uitgestraalde vermogen van een u.h.f.-station bij gelijke ontvangkwaliteit. ca. 10 dB groter te moeten zijn dan van een v.h.f. station.

Onder effectief-uitgestraald vermogen verstaan we het produkt van zendvermogen en antennewinst. Dit produkt is maatgevend voor de beeldkwaliteit aan de ontvangzijde.
Daar het effectief-uitgestraalde vermogen van de grote stations in de banden I en III 30—100 kW bedraagt, zal in de banden IV en V een effectief-uitgestraald vermogen van 300-1000 kW nodig zijn.

Voor de u.h.f.-kanalen is ten opzichte van de v.h.f.-frequenties een grotere zendantennewinst mogelijk. De grens wordt door de mechanische constructie bepaald. Bij een zeer hoge antennewinst en de dienovereenkomstige geringe bundelbreedte, worden hoge eisen gesteld aan de stabiliteit van draagmast en antenne.

De maximaal te bereiken winst bedraagt ca. 50x. Verder blijkt dat het verzorgingsgebied bij deze frequenties praktisch begrensd is tot de optische horizon. De hoogte van de antenne speelt daarom een belangrijke rol bij de grootte van het verzorgingsgebied. Mede door de bij deze frequenties optredende relatief grote verliezen in de verbindingskabel tussen zender en antenne, komt men dan op zendervermogens tussen 10 en 40 kW.

Door Philips' Telecommunicatie Industrie is een 10 kW zender ontwikkeld, terwijl de ontwikkeling van een 20 kW zender binnenkort gereed zal zijn. Door parallelschakeling van twee zenders kunnen de dubbele vermogens worden bereikt, waarbij tevens de kans dat het station geheel uitvalt door technische storingen, aanzienlijk wordt verkleind. Voor de kleinere stations met een effectief uitgestraald vermogen van 20-100 kW is een 2 kW zender ontwikkeld.

2.3. *Buizen*

De in de banden I en III toegepaste buizen kunnen in dit frequentiegebied niet meer worden toegepast omdat:

a. zodanige elektronen-looptijdeffecten optreden, dat de buizen niet goed functioneren. Het uitgangsvermogen en het rendement worden sterk gereduceerd.
b. de diëlektrische verliezen van het glas zo groot worden, dat dit materiaal niet kan worden toegepast.

Voor toepassingen tot ca. 1000 MHz werd een serie keramische triodes en tetrodes ontwikkeld met kleine elektrodenafstanden en afmetingen en dienovereenkomstig kleine elektronenlooptijden. Voor de grotere vermogens worden de materiaalbelastingen zeer hoog. De vraag rijst dan of hier geen andere technieken de voorkeur verdienen. Het bleek in principe mogelijk het, uit het veel hogere frequentiegebied bekende klystron, toe te passen. Uiteraard moesten aan deze buis verdere ontwikkelingswerkzaamheden worden verricht. Momenteel zijn voor de frequenties 470-800 MHz vierkamer-klystrons beschikbaar met een relatief grote bandbreedte. De grote afmetingen maken het klystron minder geschikt voor de zender met klein vermogen, maar voor de grotere vermogens verdient het de voorkeur boven de tetrode.

Een voordeel van het klystron tegenover de tetrode is de lage specifieke buisbelasting, hetgeen met de grote afmetingen samenhangt en waardoor een lange levensduur en grote bedrijfszekerheid verkregen kunnen worden.

Een klystron werkt als een klasse A-versterker, hetgeen voor televisie-signalen met hun gemiddeld lage uitsturing in principe een laag rendement betekent. Door toepassing van de z.g. „depressed collector"-schakeling, heeft men bereikt dat het uit het net opgenomen vermogen voor een klystronzender praktisch hetzelfde is als voor een tetrodezender. Hiertoe draagt bij de zeer grote versterking en het dienovereenkomstig lage stuurvermogen van ca. 20 W, waardoor t.o.v. een tetrodezender twee versterkertrappen kunnen worden uitgespaard.

Van de toegepaste u.h.f.-zendbuizen volgt hieronder een overzicht.

Beeld en geluid zendervermogen	Beeld			Geluid		
2 kW/400 W	1×QBL	3,5/2000	(tetrode)	2×TBL	2/500	(triode)
	2×TBL	2/500	(triode)			
10 kW/2 kW	2×YL	1100	(tetrode)	1×TBL	2/500	(triode)
	1×YK	1001	(klystron)	1×QBL	3,5/2000	(tetrode)
20 kW/4 kW	2×YL	1100	(tetrode)	2×TBL	2/500	(triode)
	1×YK	1061	(klystron)	2×QBL	3,5/2000	(tetrode)

Alle toegepaste buizen worden met lucht gekoeld.

3. De algemene opzet

3.1. *Mechanisch ontwerp*

De zender is verdeeld over meerdere standaardkasten, waarbij logische eenheden worden gevormd. Hierdoor is zowel het vervoer als de installatie betrekkelijk eenvoudig en kan de zender bovendien later gemakkelijk worden uitgebreid. Het ontwerp is zodanig dat een kabelgoot in het gebouw niet noodzakelijk is. De zender kan zonder ombouw worden afgestemd op elk willekeurig kanaal tussen 470-790 MHz.

Figuur 1 toont een 10 kW televisiezender met bijbehorende 2 kW geluidzender.

De verschillende kasten bevatten van links naar rechts: de 200 W geluidvoortrap, de 2 kW geluideindtrap, de 10 kW klystrontrap, de beeldvoortrap met de videocorrectie-eenheid en tenslotte de vergrendel- en schakelapparatuur met de Nyquist- en f.m.-demodulatoren voor contrôle van de beeld- en geluidsignalen.

De installatie omvat verder een diplexer voor het combineren van de beeld- en de geluidzender op een gemeenschappelijke uitgang, een hoogspanningsruimte voor de voedingsspanningen van het klystron en een ventilator voor koeling van de klystroncollector. Deze ventilator kan naar verkiezing boven of onder aan de kast worden aangesloten.

Het klystron is met de bijbehorende trilholten, magneten, enz. op een wagentje geplaatst, waardoor het geheel eenvoudig uit de zenderkast kan worden gereden. Deze constructie biedt vooral voordelen indien het klystron moet worden uitgewisseld en een



Fig. 1
10 kW u. h. f.-televisiezender opgesteld in het station Lopik

afgestemd klystron op een reservewagentje ter beschikking staat. De in ontwikkeling zijnde 20 kW zender heeft dezelfde afmetingen. In de beide geluidzenderkasten wordt een extra trap aangebracht waarmee het geluidzendervermogen tot 4 kW wordt verhoogd. (Bij de aanvankelijke opzet van de 10 kW zender was hier reeds rekening mee gehouden). Het 20 kW klystron (YK 1061) heeft practisch dezelfde afmetingen als het 10 kW klystron (YK 1001) en is in een kast van gelijke afmetingen ondergebracht.

Voor de 20 kW zender worden dezelfde beeldvoortrappenkast en inschakelkast gebruikt als voor de 10 kW installatie.

3,2. *Voedingen*

De zenders worden gevoed uit een 3-fasen, 380 V $\pm 3\%$ wisselspanningsnet met nulleider.

Alle gelijkrichters, inclusief de klystron-hoogspanningsgelijkrichter, bevatten siliciumcellen, waardoor een compacte bouw verkregen wordt en een lange levensduur wordt gewaarborgd.

De gelijkrichters zijn ontworpen voor een netfrequentie van

50 Hz maar kunnen eenvoudig worden aangepast voor een frequentie van 60 Hz.

3.3. *Opbouw van de buisopstellingen*

De bij de lagere frequenties toegepaste spoelen en capaciteiten zijn voor u.h.f. vervangen door coaxiale elementen. Deze dienen zodanig te zijn geconstrueerd,dat de buisopstelling kan worden afgestemd op een willekeurig kanaal in het frequentiegebied tussen

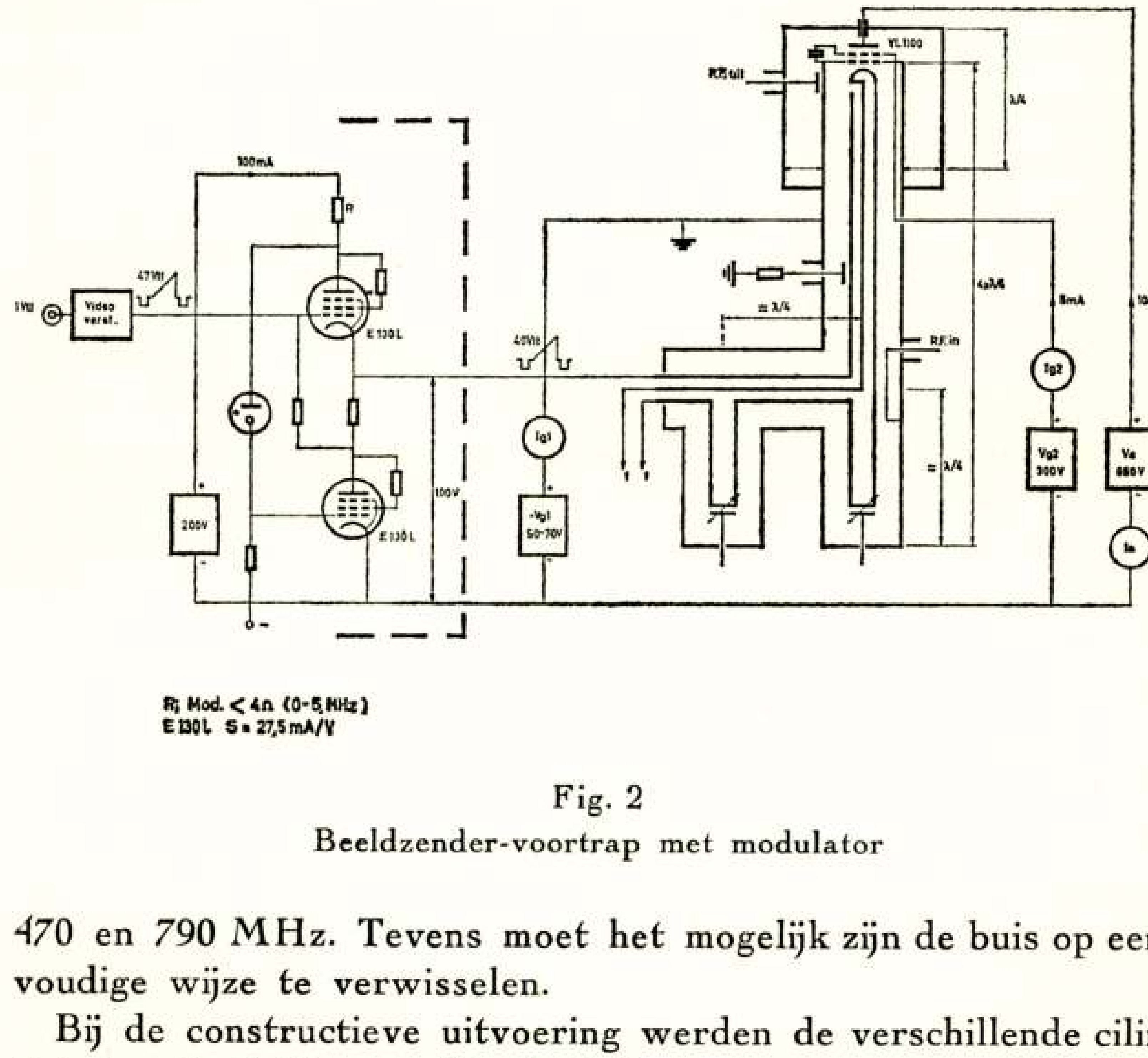


Fig. 2
Beeldzender-voortrap met modulator

470 en 790 MHz. Tevens moet het mogelijk zijn de buis op eenvoudige wijze te verwisselen.

Bij de constructieve uitvoering werden de verschillende cilindrische pijpstukken, welke de kringen vormen, concentrisch om elkaar gebouwd. Aan één zijde kan nu de zendbuis in contactkransen worden aangebracht.

De coaxiale geleiders hebben een zodanige lengte, dat niet alleen afstemming wordt bereikt, maar dat tevens de afstemorganen toegankelijk zijn. Het elektrische schema van de gemoduleerde trap in figuur 2 geeft tevens een indruk van de mechanische opbouw.

Zoals uit de figuur blijkt, is voor deze trap de geaarde roosterschakeling gekozen, waarbij het rooster van de buis metallisch met aarde is verbonden. De contactkransen van schermrooster

en anode zijn gemonteerd op mica ringen, zodat de anodekring hoogfrequent (via grote capaciteiten) is geaard, terwijl de aansluiting van de gelijkspanningen t.o.v. aarde is geisoleerd. Het anodecircuit is een kwart golflengte lang en wordt afgestemd met behulp van een kortsluitzuiger. Het uitgangssignaal wordt capacitief uitgekoppeld.

Het kathodecircuit is een hele golflengte lang en kan aan de onderzijde door middel van een variabele capaciteit worden afgestemd.

Op dit circuit is de modulator aangesloten die de potentiaal van de kathode t.o.v. het geaarde stuurrooster, in videoritme varieert. Om te voorkomen dat hoogfrequent-vermogen in de modulator doordringt, is parallel aan de verbinding tussen modulator en kathode een coaxiale kring aangebracht, die voor de draaggolffrequentie een kortsluiting en voor de videofrequenties een hoge impedantie vertegenwoordigt.

Deze kring kan door middel van een variabele capaciteit op de draaggolffrequentie worden afgestemd. De hoogfrequente sturing wordt m.b.v. een koppellus in het kathodecircuit van de buis gebracht. Daar de kathode-impedantie afhankelijk is van de modulatiespanning zou de hoogfrequent-voortrap worden belast met een impedantie die in video-ritme varieert. Om dit ongewenste effect te vermijden, wordt het kathodecircuit gedempt met een weerstand die capacitief is aangekoppeld.

De andere buisopstellingen, zoals b.v. in de geluidzender, zijn op overeenkomstige wijze gebouwd.

4. Het videodeel

4.1. *Videomodulatie*

Het h.f.-signaal van de kristaloscillator wordt na vermenigvuldiging en versterking aan de kathode van de tetrode YL 1100 toegevoerd, waar de modulatie plaatsvindt. Er wordt bij deze zenders in de voortrap gemoduleerd, omdat het klystron als lineaire versterker moet worden geschakeld. De zeer grote versterkingsfactor van het klystron maakt het mogelijk op een relatief laag niveau te moduleren.

Bij de ontwerpen in het v.h.f.-gebied werd meestal een buis in kathode-basisschakeling toegepast, waarbij in het rooster werd gemoduleerd.

Bij dit u.h.f -ontwerp is het stuurrooster metallisch geaard,

waardoor een betere scheiding tussen kathode- en anodecircuit kan worden verkregen. De buis wordt nu gemoduleerd in de kathode. Het nadeel, dat de kathodestroom door de modulator moet worden gevoerd, is hier gering, daar nog eenvoudige modulatoren knnnen worden ontwikkeld, die deze stroom van ca. 100 mA kunnen opnemen.

Daar de h.f.-buis bij deze frequenties ca. 60 W kan leveren en hier slechts 25 W nodig is, zijn componenten en buis laag belast, hetgeen de levensduur ten goede komt. De videospanning op de kathode moet onafhankelijk zijn van de momentele buisinstelling voor alle frequenties tussen 0 en 5 MHz. Dit is alleen te bereiken indien de inwendige weerstand van de modulator zeer laag is. Hiertoe is een kathodevolgerschakeling gekozen, die bij een buissteilheid van 27,5 mA/V een weerstand van ongeveer 40 Ω vertegenwoordigt. Daar dit echter nog niet laag genoeg is, wordt de in de normale kathodevolgerschakeling toegepaste kathodeweerstand hier vervangen door een tweede buis.

Van de weerstand R wordt een tegenkoppelspanning afgenomen die toegevoerd wordt aan het stuurrooster van de onderste buis. Door de keuze van R kan de inwendige weerstand van de modulator op de gewenste waarde worden ingesteld.

Metingen hebben aangetoond, dat de inwendige weerstand van deze modulator over het frequentiegebied van 0 tot 5 MHz lager is dan 4 Ω. De benodigde videospanning bedraagt ca. 40 V.

De verschillende gelijkspanningen aan de modulator zijn zodanig gekozen, dat de kathode van de h.f.-buis de juiste positieve spanning t.o.v. het geaarde stuurrooster krijgt. Door variatie van de spanning van de 50-70 V gelijkrichter, kan de meest gunstige waarde worden ingesteld.

4.2. *De beeld-eindversterker*

Achter de beeldstuurzender is het vierkamer-klystron geschakeld dat het videogemoduleerde h.f.-signaal versterkt tot het gewenste uitgangsvermogen van 10 of 20 kW.

In figuur 3 is het principe van de schakeling weergegeven. Het klystron bestaat uit een elektronenstraalsysteem, een z.g. inhaalbuis, waaraan 4 trilholten op regelmatige afstanden zijn bevestigd en een collector. Tengevolge van de hoge positieve spanning aan de versnellingsanode treden elektronen uit het kathodeoppervlak, worden door de focusseringselektrode naar de as

van de buis gestuurd en komen vervolgens in de inhaalbuis. Verdere bundeling van de elektronenstraal in de lengterichting van het klystron vindt plaats met 5 stel permanente magneten. De inhaalbuis is op de plaatsen waar de trilholten zijn aangebracht, onderbroken. Deze onderbrekingen vormen dan de z.g. „gaps" van de trilholten, welke om het vacuum in de buis te kunnen onderhouden, zijn afgedekt met keramische ringen.

Wanneer de eerste trilholte door het stuurzendersignaal wordt aangestoten, wordt de elektronenstraal door de wisselspanning

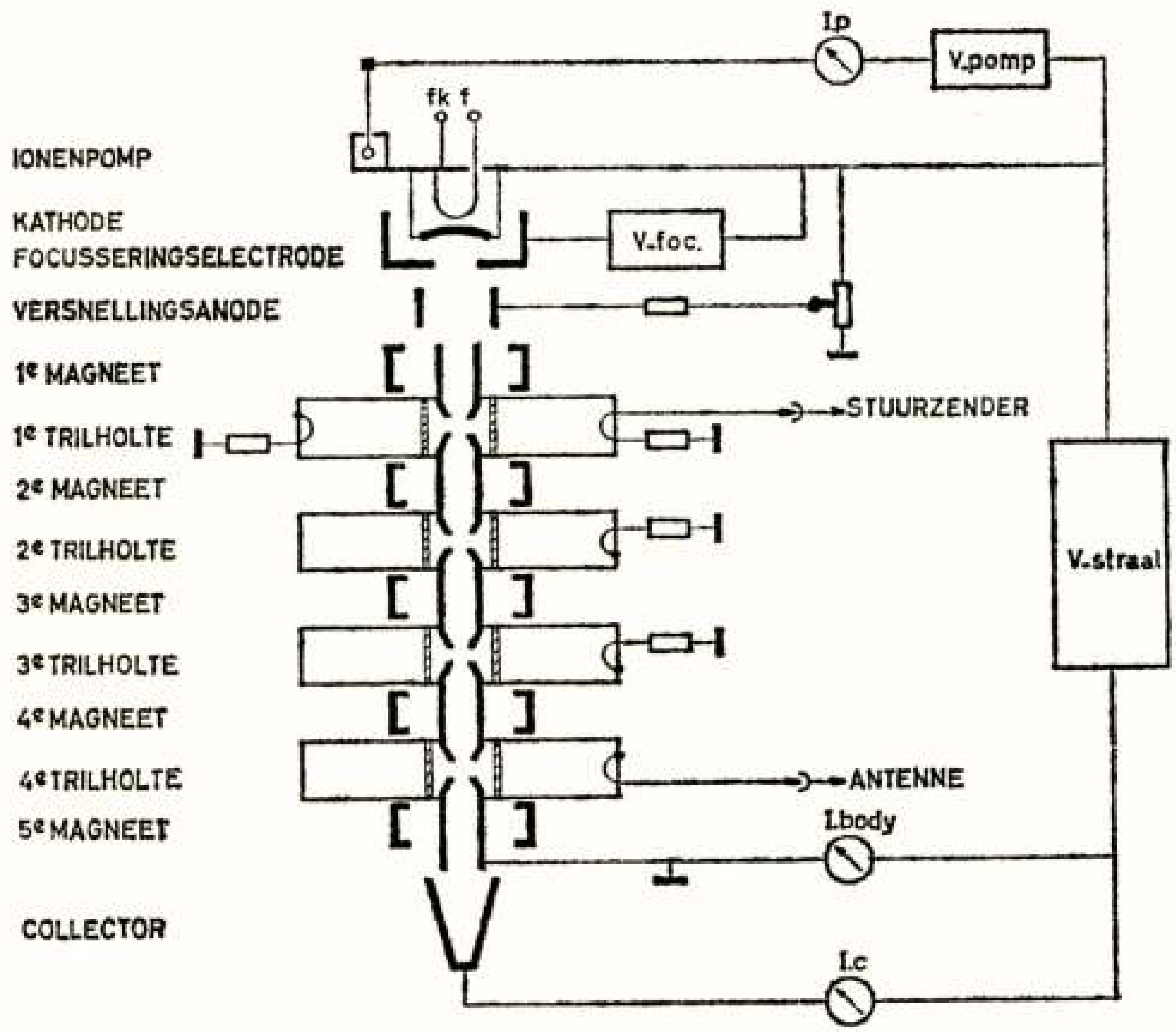


Fig. 3
Klystronversterker in normaal bedrijf

over de „gap" in snelheid gemoduleerd. Afhankelijk van de momentele spanning worden de elektronen versneld of vertraagd.

In het nu volgende gedeelte van de inhaalbuis zullen de versnelde elektronen de vertraagde elektronen inhalen, waardoor dichtheidsmodulatie in de straalstroom ontstaat. De in dichtheid gemoduleerde straalstroom stoot de tweede trilholte aan. Hierdoor ontstaat over de „gap" van de tweede trilholte een hoogfrequent veld, dat een nieuwe sterkere snelheidsmodulatie opwekt. In de inhaalbuis na deze resonantiekring vindt een verdere dichtheidsmodulatie van de elektronenstraal plaats.

De derde trilholte heeft een analoge functie als de tweede. In de vierde trilholte wordt de in de elektronenpakketjes aanwezige energie omgezet in elektromagnetische energie, die via

een koppellus aan de belasting overgedragen wordt.

De trilholten zijn in de omgeving van de werkfrequentie afgestemd en worden gedempt met via koppellussen aangesloten weerstanden, waardoor de bandbreedte wordt vergroot. Door de keuze van de resonantiefrequenties en de dempingen van de trilholten, kan de voor de televisiebeeldzender benodigde bandbreedte worden verkregen.

Voor de goede werking van de stuurzender is het noodzakelijk dat deze over het beschouwde frequentiegebied met een con-

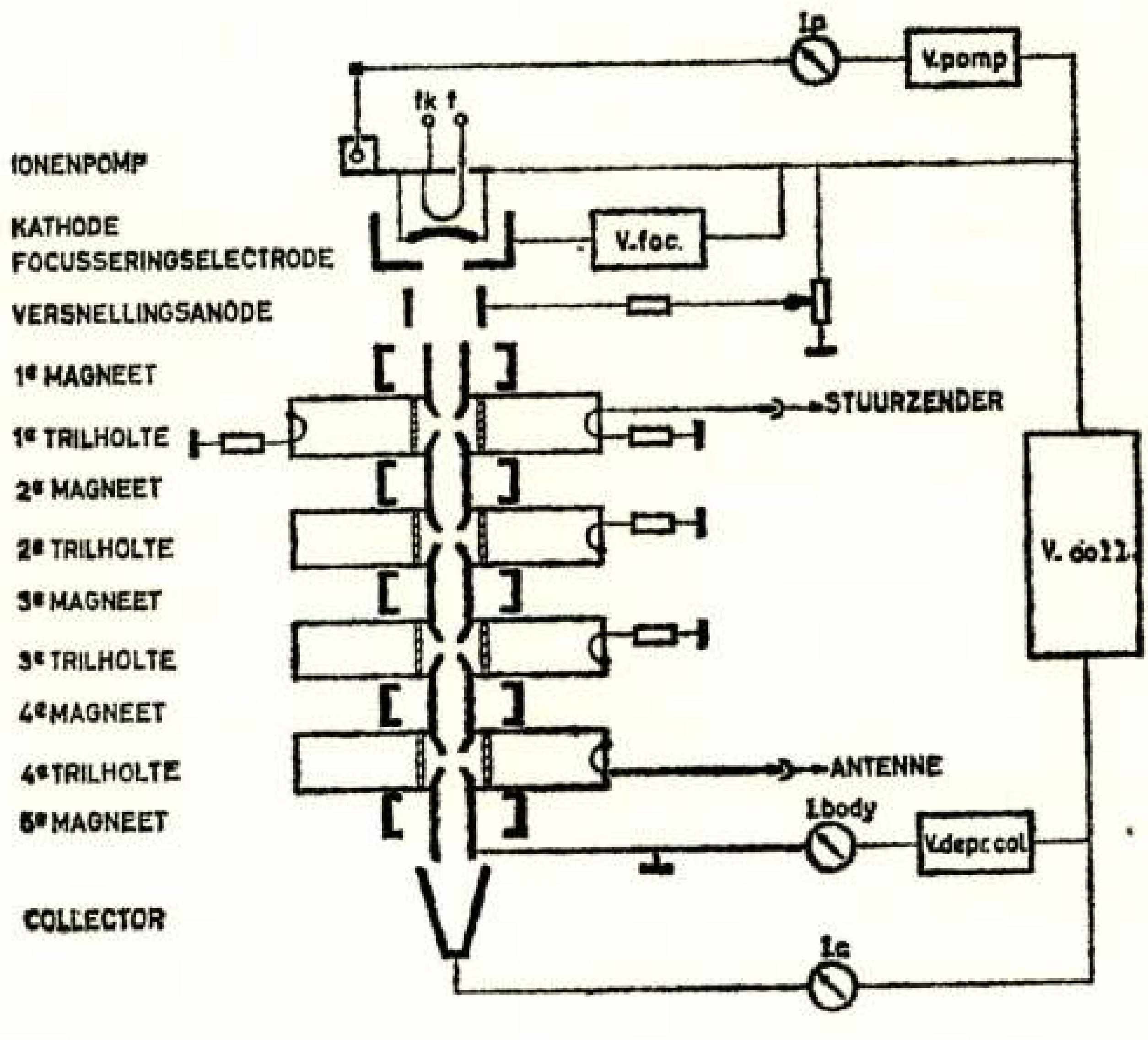


Fig. 4

Klystronversterker in „depressed collector"-bedrijf

stante impedantie wordt belast. Hiertoe is tussen de uitgang van de stuurzender en de ingang van het klystron een circulator opgenomen. Van het beschikbare stuurvermogen dient slechts een zeer klein gedeelte voor modulatie van de straalstroom.

Het klystron werkt als een klasse A versterker met een versterking van ca. 30 dB en voor smalle-bandinstelling zelfs van 50 dB.

Indien de elektronen nadat ze hun energie aan de vierde trilholte hebben afgegeven met een lage snelheid de collector zouden treffen, zouden weinig verliezen optreden en zou een hoog rendement zijn bereikt. Dit is echter niet zonder meer te verwezenlijken.

Een verbetering kan worden bereikt met de in figuur 4 aangegeven „depressed collector"-schakeling. Nadat de elektronen een deel van hun energie aan de vierde trilholte hebben afgegegeven worden ze tegen een remveld in naar de collector geleid. Hierdoor wordt hun snelheid en daardoor de collectordissipatie verlaagd.

Omdat de potentiaalverdeling in de inhaalbuis niet is gewijzigd t.o.v. de normale schakeling, gedraagt het klystron zich voor hoogfrequent signalen tussen eerste en laatste trilholte volkomen identiek. Het opgenomen vermogen uit de gelijkrichter is echter beduidend lager, omdat het door de gelijkrichter te leveren vermogen gelijk is aan het produkt van potentiaalverschil kathode-collector en straalstroom.

Dit potentiaalverschil is voor „depressed collector"-bedrijf in de praktijk 5 kV lager, terwijl de straalstroom niet is gewijzigd. Bij het 10 kW klystron kan met deze schakeling een vermogenbesparing van 8 kW worden bereikt en bij het 20 kW klystron een besparing van 13 kW.

Niet alle elektronen zullen de collector bereiken, maar een klein gedeelte zal de wand van de inhaalbuis treffen en de huisstroom veroorzaken. Om beschadiging van het klystron te voorkomen, zijn beveiligingsschakelingen aangebracht, die het klystron uitschakelen indien deze stroom een te hoge waarde zou bereiken.

Omdat de trilholten moeten worden afgestemd, zijn ze direct met aarde verbonden. De kathode van het 10 kW klystron heeft dan een potentiaal van – 18 kV en de collector een potentiaal van – 5 kV t.o.v. aarde.

Bij het inschakelen wordt de versnellingsanode eerst op kathodepotentiaal gehouden, waardoor de straalstroom is onderdrukt. In enige stappen wordt deze elektrode nu op aardpotentiaal gebracht waardoor de buis de nominale stroom gaat voeren. Door variatie van de spanning aan de focusseringselektrode is de gewenste straalstroom in te stellen.

Enige jaren geleden werd met de ontwikkeling van het klystron speciaal voor televisietoepassingen in het u.h.f.-gebied, een aanvang gemaakt.

Ten opzichte van de toen bestaande uitvoeringen konden de volgende verbeteringen worden ingevoerd:

a. Het bovengenoemde „depressed collector"-bedrijf.
b. Permanente magneten voor de focussering van de straalstroom.

c. Ingebouwde vacuumpomp volgens het principe aangegeven door Penning.

Het vacuum wordt tijdens bedrijf onderhouden, terwijl de aanwijzing van een in het circuit opgenomen meter, een maat is voor het vacuum in de buis.

d. Zonder wijziging afstembaar van 470-790 MHz

e. Luchtgekoelde collector

4.3. *Zijbandonderdrukking van de beeldzender*

Teneinde bandbreedtebeperking te verkrijgen wordt, zoals bekend, een gedeelte van de onderzijband van het amplitudegemoduleerde beeldsignaal onderdrukt, waardoor de z.g. restzijbandkarakteristiek wordt verkregen.

Nu met de nieuwe standaard voor band IV en V de kanaalbreedte tot 8 MHz is verbreed, is het mogelijk geworden de afstand van de flank van restzijband-karakteristiek tot de beeld-

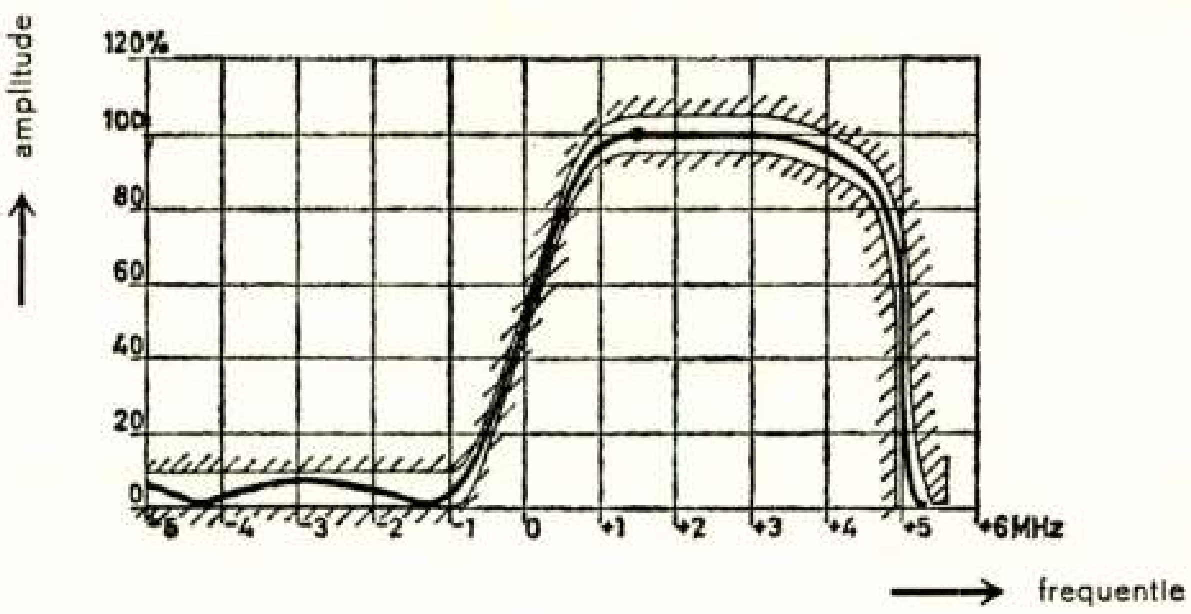


Fig. 5

Banddoorlaat-karakteristiek van de Nyquist-demodulator

	f (MHz)	tol. grens ($^{0}/_{0}$)
	- 5 tot - 1	0/10
	– 0,5	15/25
Beelddraaggolf	0	48/52
	+ 0,5	75/85
	+ 1	91.5/101,5
	+ 1,5	ref. waarde
	- 3	95/105
	+ 4	90/100
	+ 4,5	85/95
	+ 5 (± 150 KHz)	50 (6 dB)
	+ 5,5 (± 100 KHz)	≦ 1 (40 dB)

draaggolffrequentie te vergroten resp. de flanksteilheid te verkleinen hetgeen de volgende voordelen kan bieden.

a. Indien bij een frequentie van 1 MHz onder de draaggolffrequentie de zenderkarakteristiek niet of nauwelijks is afgevallen, wordt in combinatie met de ontvangerkarakteristiek na detectie een rechte videokarakteristiek verkregen. Hierdoor worden fouten bij de lage frequenties op de ontvangers vermeden, welke wel op kunnen treden indien de restzijband-flank dichter bij de draaggolffrequentie gelegen is.

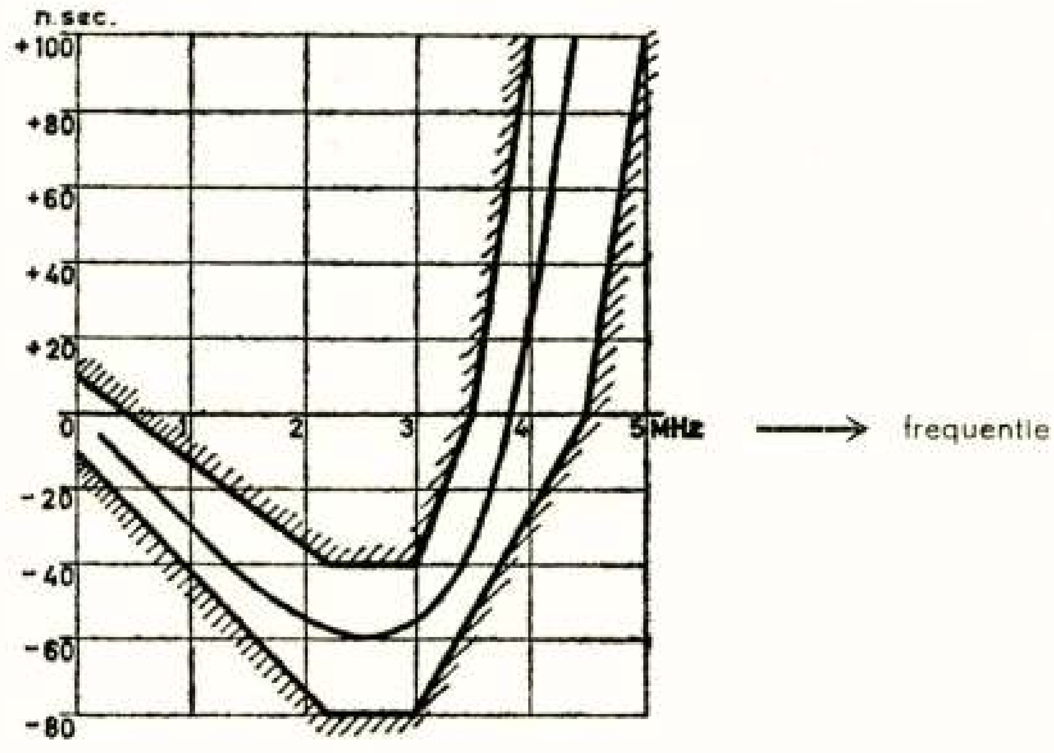


Fig. 6
Groeplooptijd Nyquist-demodulator

b. Door de restzijband-karakteristiek van de zender worden fasefouten geintroduceerd, welke bepaalde distorsies in de beelden veroorzaken. Indien men nu de fase van het videosignaal alvorens het aan de modulator aan te bieden een afwijking in tegengestelde zin geeft, kan men bereiken dat de fasefouten veroorzaakt door de restzijband-karakteristiek van de zender, worden opgeheven. Deze fasecorrectie van het videosignaal betekent in wezen een predistorsie, die zich o.a. uit in doorschot bij een sprongvormige niveauvariatie van het videosignaal. Teneinde overmodulatie van de beeldzender te vermijden, is de toelaatbare doorschot voor grote modulatiediepten beperkt. Heeft men nu een slappe restzijband-flank, met dienovereenkomstige kleine fasefout, dan kan met een beperkte predistorsie worden volstaan.

Door juiste afstemming van de vier trilholten kan men bereiken dat de vereiste restzijband-karakteristiek door de klystrontrap reeds wordt benaderd.

Door toevoeging van een eenvoudig filter achter de stuurtrap, kan aan de eisen worden voldaan.

5. Additionele voorzieningen

5.1. *Videocorrectie*

De distorsies die inherent zijn aan de restzijband-transmissie

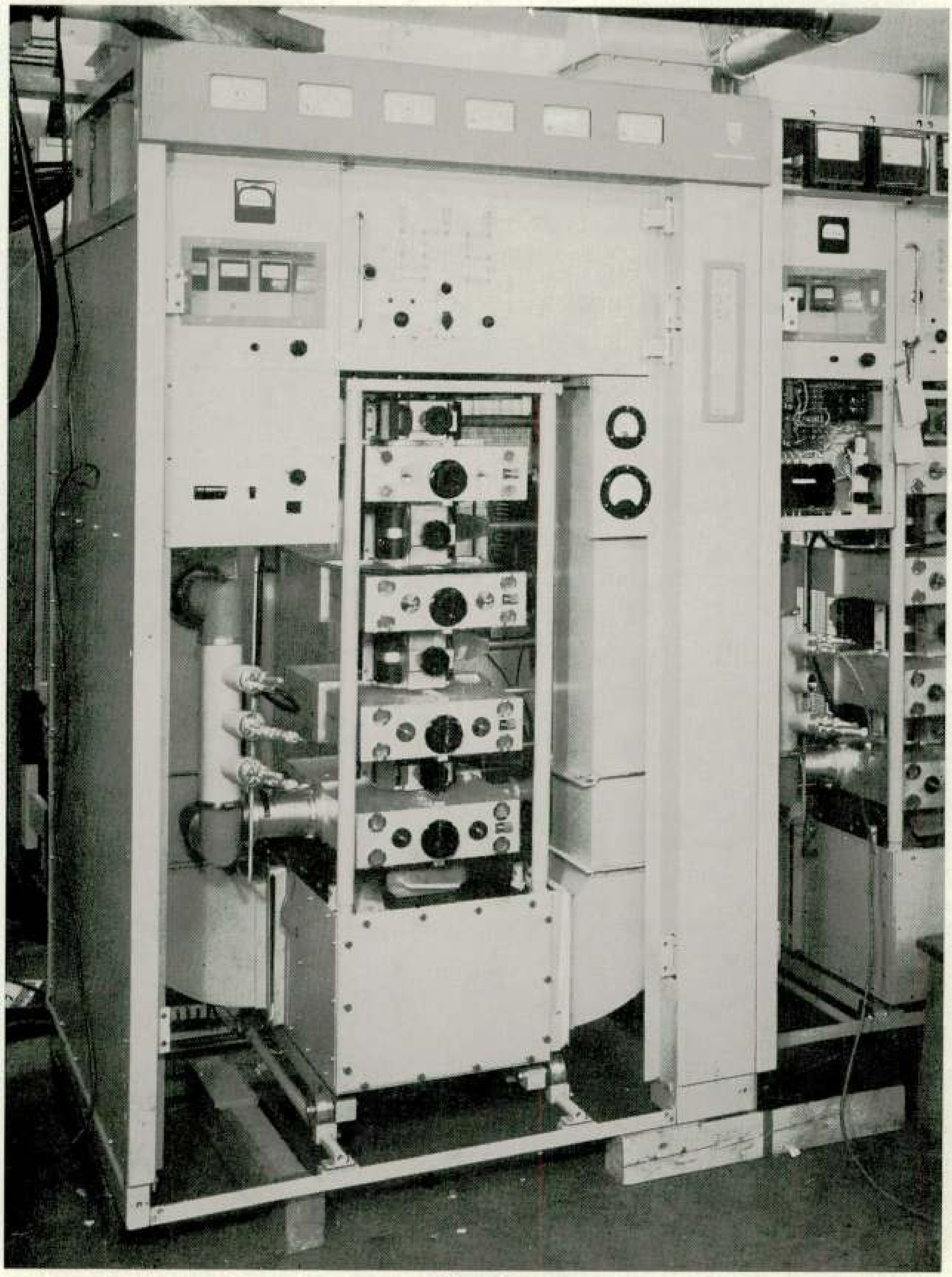


Fig. 7
Vooraanzicht van een proefopstelling van de beeld-eindtrap met klystron YK 1001

kunnen het meest economisch in het videogedeelte van de zender worden gecorrigeerd. Deze correcties hebben het karakter van een zodanige predistorsie van het ingaande zendersignaal, dat aan de uitgang van de zender de juiste signalen worden verkregen. Hiertoe is in de zender een video-correctie-eenheid ingebouwd, die voor de ingang van de modulator wordt geschakeld.

Zoals hiervoor reeds opgemerkt, geeft de restzijband-karakteristiek van de zender een vrij grote fasefout die met een fasecorrectiefilter wordt opgeheven. Deze filters bestaan uit overbrugde T-netwerken met vlakke amplitude-frequentiekarakteristiek. Tevens wordt de fasefout van de gemiddelde huiskamerontvanger aan de zenderzijde éénmalig gecorrigeerd.

Eveneens is een schakeling aangebracht voor amplitudecorrectie van de hogere videofrequenties.

De modulator en h.f-trappen geven aanleiding tot enige lineariteitsfouten, waardoor wit-, zwart- en synchronisatie-impulscompressie optreedt. Dit wordt gecorrigeerd in de „gammacorrector", terwijl de lengte van de synchronisatie-impuls onafhankelijk kan worden ingesteld.

Een wit-knipper is ingebouwd, die voorkomt dat de zender voor lage videofrequenties meer dan 90% wordt gemoduleerd. Deze schakeling is aangebracht omdat aan speciale eisen moet worden voldaan in verband met de zwevingsontvangst van het geluid bij de huiskamerontvangers.

De volgende eventueel optredende fouten in het binnenkomende videosignaal worden eveneens gecorrigeerd: additieve brom, laagfrequent afwijkingen, alsmede fouten in de verhouding tussen videosignaal en synchronisatie-impuls.

5.2. Contrôle van de uitgezonden beeld- en geluidsignalen

De zenders moeten worden afgeregeld en gecontroleerd met beeld- en geluidmonitorontvangers. De karakteristieken van deze ontvangers komen in principe overeen met die van de huiskamerontvangers, maar de gestelde eisen zijn uiteraard veel strenger. Voor contrôle van de beeldzender wordt gebruik gemaakt van de Nyquist-demodulator, die uit passieve elementen is opgebouwd (figuur 8). Door deze opbouw kunnen ouderingsverschijnselen, zoals bij buisschakelingen worden waargenomen, niet optreden.

De demodulator, die wordt aangesloten aan een richtkoppe-

ling in de uitgang van de zender, is opgebouwd uit vier gedeelten:

a. Een hoogdoorlaatfilter, het z.g. Nyquist-filter, waarmee de gewenste helling van de amplitudekarakteristiek wordt verkregen.
b. Een filter waarmee de geluidzendersignalen, die aan de uitgang van de zender mede aanwezig zijn, worden onderdrukt.
c. Een detector.

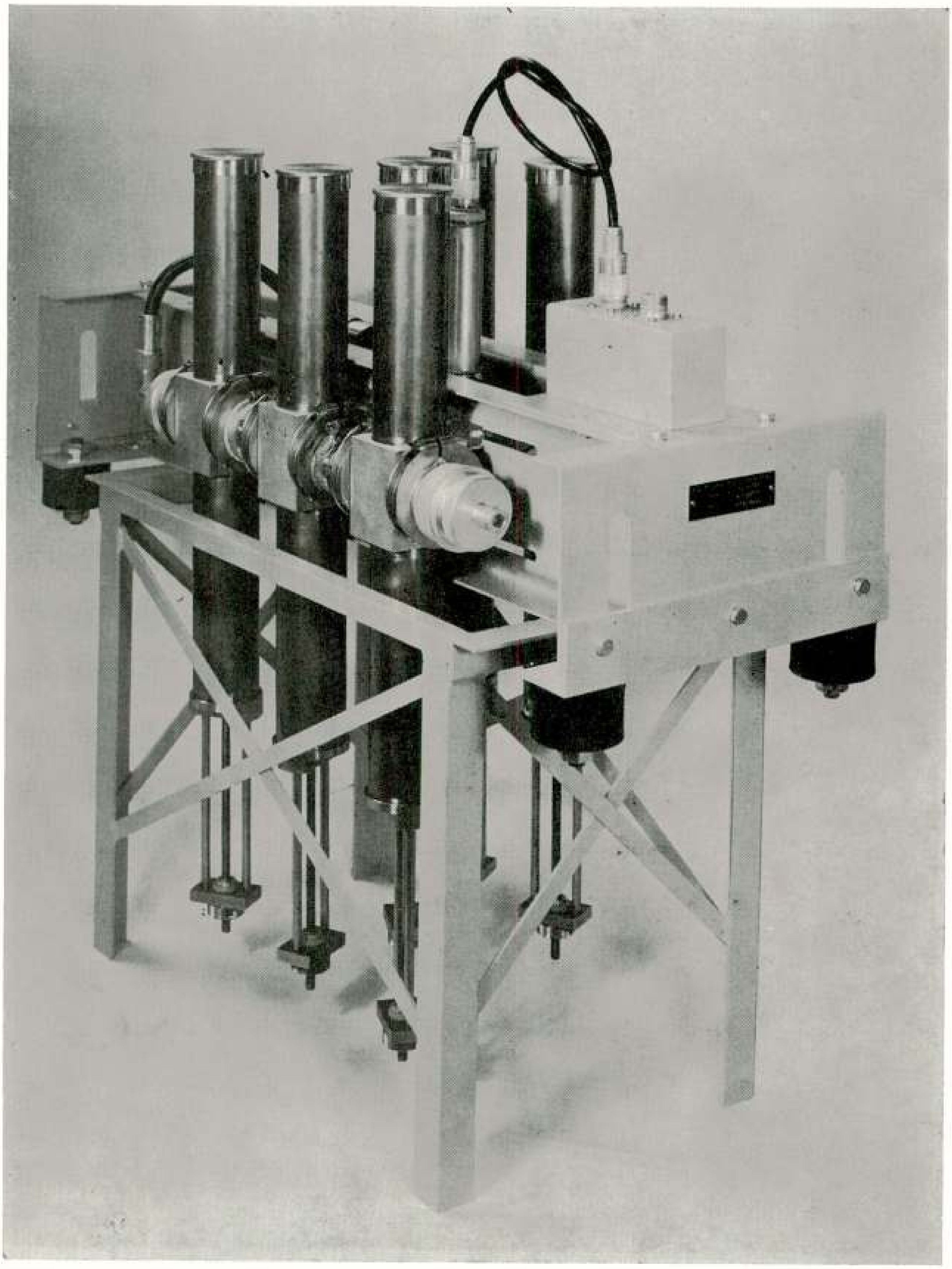


Fig. 8
Passieve Nyquist-demodulator voor de u.h.f.-band

d. Een fasecorrectiefilter waarmee de groeplooptijd van de Nyquist-demodulator op de door de CCIR aanbevolen waarden wordt gebracht.

Het hoogdoorlaatfilter voor de Nyquist-flank is een minimumfasenetwerk, opgebouwd uit drie coaxiale kringen, die onderling door kwartgolflengte coaxiale geleiders zijn verbonden. Elke kring heeft in het beschouwde frequentiegebied, een frequentie waarbij de demping maximaal en een andere frequentie waarbij de demping minimaal is.

De coaxiale kringen worden zodanig afgeregeld, dat aan de Nyquist-flank, zoals aangegeven in figuur 5, wordt voldaan. Het filter voor de onderdrukking van de geluidzendersignalen bestaat uit een gesloten ring opgebouwd uit coaxiale geleiders waaraan een drietal coaxiale kringen zijn verbonden. De schakeling is zodanig ontworpen, dat voor de geluidzenderfrequenties een zeer grote demping wordt verkregen, zonder dat het noodzakelijk is dat de coaxiale kringen een extreem grote kwaliteit bezitten.

Detectie vindt plaats met siliciumdiodes in een speciale schakeling om aan de zeer hoge lineariteitseisen van de detectiekromme te kunnen voldoen. Door regeling van de hoogfrequente spanning aan de ingang van de demodulator kan de video-uitgangsspanning worden ingesteld op 1 V_{tt} over een weerstand van 75 Ω.

Met behulp van het fasecorrectiefilter, dat bestaat uit overbrugde T-netwerken, wordt de in figuur 6 aangegeven groeplooptijdkarakteristiek van de totale ontvanger verkregen. Aan iedere gewenste groeplooptijdkarakteristiek kan op eenvoudige wijze worden voldaan door vervanging van het correctiefilten.

Speciale aandacht is geschonken aan de stabiliteit van de coaxiale kringen. De coaxiale elementen b.v. zijn vervaardigd van invar, waardoor de karakteristieken vrijwel temperatuuronafhankelijk zijn.

Doordat tussen de detector en de uitgang van de demodulator een gelijkstroomkoppeling bestaat, is het mogelijk de modulatiediepte van de zender te meten. Door namelijk met behulp van een relais de uitgang van de detector periodiek kort te sluiten, kan behalve het videosignaal ook de nullijn op een oscillograaf zichtbaar worden gemaakt. De geluiddemodulator is eveneens opgebouwd uit passieve elementen. Aan de uitgang zijn de audiosignalen voor afluisterdoeleinden beschikbaar.

6. **Parallelschakeling van televisiezenders**

De betrouwbaarheid van de werking van het station kan worden verhoogd, door installatie van reserve-apparatuur. Dit is vooral van belang indien het station vanuit een afstandspost wordt bediend. Uit economische overwegingen is het wenselijk zoveel mogelijk apparatuur onder normale omstandigheden in bedrijf te hebben.

Een oplossing is twee complete zenders op het station te installeren, die gezamenlijk het programma uitzenden.

De uitgangssignalen van de zenders kunnen in een brugschakeling worden gecombineerd en de bruguitgang met de antenne worden verbonden.

In geval van storing in één van de zenders gaat de uitzending, zij het met gereduceerd vermogen, zonder onderbreking door. Door deze schakeling is een hoge mate van betrouwbaarheid verkregen, daar in de totale schakeling slechts weinig gemeenschappelijke delen zijn. De kristaloscillator van één der zenders bepaald de frequentie van beide.

In geval van storing in deze oscillator wordt automatisch naar de oscillator van de andere zender overgeschakeld.

Om te voorkomen dat het station uitvalt door storing in de combinatiebrug, de antennevoedingsleiding of de antenne, kan men de antenne in twee gèlijke delen opsplitsen. De beide zenderuitgangen zijn elk met een aparte voedingskabel met een antennehelft verbonden. Combinatie van de zendersignalen vindt nu dus in de aether plaats.

Van dit systeem is bekend dat moeilijkheden zijn ondervonden op de ontvangers, die dicht bij het zendstation waren gelegen. Deze moeilijkheden traden op in de richting van de minima in het stralingsdiagram van de zendantenne.

Zij kunnen worden vermeden door de zendantennes zodanig te ontwerpen, dat deze minima niet al te klein worden ten opzichte van de maxima.

Deze techniek is bekend geworden, als het opvullen van de nullen van de antenne.

Zowel de beeld- als de geluidsignalen van de beide antennehelften moeten een bepaalde faserelatie hebben, om het gewenste verticale stralingsdiagram te krijgen. Hiertoe is apparatuur ontwikkeld, die het h.f.-faseverschil voor zowel de beeld- als de geluidsignalen tussen de twee uitgangen meet. Hierin zijn tevens faseregelaars opgenomen, waarmee het faseverschil tussen de twee uitgangen kan worden ingesteld.

LITERATUUROVERZICHT

G. F. Schwann, The field strength required for the reception of television in band I, III, IV and V.
The Institution of Electrical Engineers, January 1959.
F. S. Robson, I. M. J. Jaskolski, High Power Television. Transmitter for bands IV and V. The Institution of Electrical Engineers, November 1959.
A. Kolarz, A. Schweisthal, Betriebserfahrungen mit einem 10 kw Fernsehsender im Bereich IV mit Klystron-Endstufe Rundfunktech. Mitt. 4 (1960).
W. Schmidt, Ein Hochleistungsklystron für Fernsehsender im Band IV. Nachrichtentechn. Zeitung 14 (1961).
F. M. J. Jaskolski, Ueber Problem der U. H. F. Fernsehsendertechnik. Rundfunktechn. Mitteilungen (1961).
W. Schmidt, Neue Leistrungsröhren für Fernsehsender im Bereich IV/V.
J. J. M. Warringa, The 2 kw Tetrode QBL 3,5/2000 for use in U.H.F. transmitters. Electronic Applications 1961-1962. Volume 22, no. 4.
W. Schmidt, Neue Hochleistungs-Klystrons für Fernsehsender im Frequensbereich IV/V. Nachrichtentechn. Zeitung 1963, Heft 1.

Manuscript ontvangen 14 augustus 1963.

Compatibele eenzijbandmodulatie

door Th. J. van Kessel *)

Voordracht, gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 18 maart 1963.

Summary

This paper deals with a method for obtaining compatible single-sideband modulation, based on squaring of a full-carrier single-sideband signal.

Data are given about distortion and sideband suppression at the output of a transmitter, about the distortion introduced by the intermediate-frequency filters of a receiver and about protection ratios.

1. Inleiding

In de radio-omroep wordt tot nu toe algemeen een methode van amplitudemodulatie toegepast waarbij twee gelijke zijbanden aan weerszijden van de draaggolf ontstaan.

De gebruikte bandbreedte is derhalve gelijk aan twee maal de breedte van de audiosignaal. Het bijzonder aantrekkelijke van deze soort modulatie is de eenvoudige wijze van demodulatie. De omhullende van het uitgezonden signaal immers is een onvervormde weergave van het audio-signaal, zodat dit in de ontvangers met een omhullende-detector kan worden teruggewonnen.

Van normale amplitudemodulatie kan men overgaan op eenzijbandmodulatie door één zijband weg te filteren.

Deze zijbandonderdrukking resulteert in een bandbreedtebezuiniging met als gevolg een verbetering in signaal-ruisverhouding. Door de halvering van de bandbreedte wordt het ruisvermogen op de detectoruitgang tweemaal zo klein, terwijl het vermogen van het audio signaal ongeveer gelijk blijft.

De verbetering van de signaal-ruisverhouding betekent een schijnbare vergroting van het zendervermogen met een factor 2. Naast deze voordelen heeft éénzijbandmodulatie het grote nadeel, dat de omhullende, vooral bij grote modulatiediepte, beslist geen ge-

*) Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven-Nederland.

trouw beeld van het audio signaal is, zodat voor de demodulatie de eenvoudige piekdetector onbruikbaar is. De vervorming kan bij 100% modulatie diepte oplopen tot 22%, 8% en 5% voor respectievelijk de 2e, 3deen 4e harmonische.

Het zal duidelijk zijn, dat een systeem, waarin de voordelen van één- en tweezijbandmodulatie zijn verenigd, aantrekkelijk zal zijn voor omroepdoeleinden. Deze soort van modulatie zal dus een eenzijbandkarakter en bovendien een onvervormde omhullende moeten hebben, zodat de bestaande omroepontvangers bruikbaar blijven.

Dit laatste is de reden waarom deze soort van modulatie compatibele eenzijbandmodulatie (CEZB) genoemd wordt.

2. Twee methoden voor het verkrijgen van compatibele eenzijbandmodulatie

Ter illustratie van het probleem van *CEZB* volgen nu twee modulatie-methoden, die in opzet totaal verschillen.

2.1. *Het tegengekoppelde systeem*

Het blokschema van het tegengekoppelde systeem is aangegeven in fig. 1.

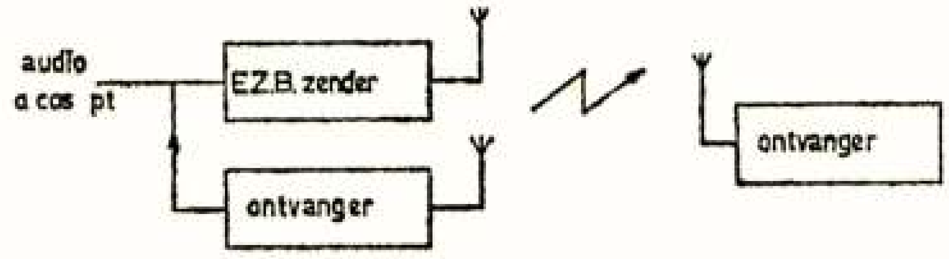


Fig. 1
Het tegengekoppelde systeem

Naast een normale eenzijband-zender is een *AM*-ontvanger geplaatst. Wanneer de zender gemoduleerd wordt met één toon (*a cos pt*) zal op de uitgang van de ontvanger een vervormd sinusvormig signaal staan. Indien men dit vervormde signaal naar de ingang van de zender terugvoert verkrijgt men een teruggekoppeld systeem, met als resultaat een reductie van de vervorming zowel in het uitgangssignaal van de ontvanger als ook in de omhullende van het signaal op de antenne.

Een ontvanger op enige afstand van de zender ontvangt dit verbeterde antennesignaal en zal dus uiteindelijk een bijna onvervormd signaal weergeven.

Het blijkt echter, dat door het tegenkoppelen het spectrum van het antennesignaal naar één kant is uitgebreid, alhoewel het zijn eenzijband-karakter heeft behouden. Dit is eenvoudig in te zien; de 2e harmonische-vervorming in de omhullende ($2p$) kan slechts verdwijnen indien een frequentiecomponent $\omega + 2p$ aan het spectrum wordt toegevoegd ω = draaggolf-frequentie); de 3e harmonische kan gecompenseerd worden door een component $\omega + 3p$, enz.

Het spectrum zal dus naast de frequentiecomponenten ω en $\omega + p$ de correctiecomponenten $\omega + 2p$, $\omega + 3p$ etc. bevatten.

Uit deze beschouwingen blijkt, dat door tegenkoppeling *CEZB*-modulatie kan worden verkregen, echter zonder de gewenste bandbreedtebeperking.

2.2. *Het Kahn-systeem*

Het door L. R. Kahn[1]) ontwikkelde *CEZB*-systeem berust op het idee de draaggolf eerst een zodanige fasemodulatie te geven, dat normale amplitude modulatie van deze draaggolf een eenzijbandsignaal zal opleveren. De amplitudemodulatie garandeert de compatibiliteit van het systeem.

Op deze wijze verkrijgt men een signaal, dat in formule uitgedrukt kan worden door

$$\cos\left[\omega t + \Omega\,(pt)\right] \quad (1 + a \cos pt) \qquad (1)$$

waarbij gevraagd wordt aan welke voorwaarde de fasemodulatie $\Omega\,(pt)$ moet voldoen opdat het signaal een eenzijbandsignaal zal zijn. (ω is de draaggolffrequentie en $a \cos pt$ het audiosignaal).

Uit berekeningen volgt dat $\Omega\,(pt)$ vrij goed benaderd kan worden door uit te gaan van de fasemodulatie van een eenzijbandsignaal met draaggolf, en vervolgens de fasezwaai 1,4 maal vergroten. Dit wordt bereikt door eerst 7 maal in frequentie te vermenigvuldigen en vervolgens 5 maal te delen.

In fig. 2 wordt het blokschema van het Kahn-systeem weergegeven. De begrenzer snijdt de amplitudemodulatie van het eenzijbandsignaal of zodat een uitsluitend fasegemoduleerde draaggolf overblijft. Vervolgens wordt de draaggolf 1,4 maal in frequentie vermenigvuldigd en in de modulator met het audiosignaal in amplitude gemoduleerd.

---

[1]) L. R. Kahn: Compatible single side-band. Proc. I.R.E. vol. 49 no. 10, Okt. 1961.

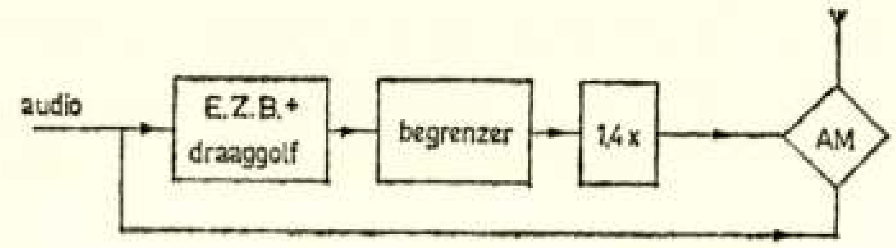


Fig. 2
Het Kahn-systeem

Het zal duidelijk zijn, dat de zijbandonderdrukking geheel zal afhangen van de mate van benadering van $\Omega\,(pt)$.

3. Het „kwadrateer" systeem

Bij het zoeken naar een eenvoudige oplossing voor het verkrijgen van *CEZB*-modulatie kan men zich afvragen of deze soort modulatie realiseerbaar is door slechts één frequentiecomponent aan het spectrum van een normaal *EZB*-signaal met draaggolf toe te voegen.

Na deze uitbreiding wordt het spectrum gegeven door

$$A \cos \omega t + B \cos (\omega + p)\, t + C \cos (\omega + 2p)\, t \tag{2}$$

De omhullende van dit signaal is:

$$\sqrt{(A + B \cos pt + C \cos 2pt)^2 + (B \sin pt + C \sin 2pt)^2} \tag{3}$$

Geëist wordt dat deze omhullende onvervormd is en dus te schrijven moet zijn als

$$P + Q \cos pt = \sqrt{P^2 + 2\,QP \cos pt + Q^2 \cos^2 pt} \tag{4}$$

waarin P en Q constanten zijn

Deze voorwaarde leidt tot

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 + C^2 &= P^2 + \tfrac{1}{2} Q^2 \\ 2B(A + C) &= 2QP \\ 2AC &= \tfrac{1}{2} Q^2 \end{aligned} \tag{5}$$

of

$$\begin{aligned} B &= Q \\ A &= \tfrac{1}{2} P \pm \tfrac{1}{2} \sqrt{P^2 - Q^2} \\ C &= \tfrac{1}{2} P \pm \tfrac{1}{2} \sqrt{P^2 - Q} \end{aligned} \tag{6}$$

en

$$B = P$$
$$A = C = \frac{Q}{2} \qquad (7)$$

Oplossing (7) stelt een normaal *AM*-signaal voor, waarbij $\cos(\omega + p)\,t$ als draaggolf wordt gebruikt.

Door $A = 1$ te stellen gaat (6) over in

$$B = Q$$
$$C = \tfrac{1}{4}\,Q^2 \qquad (8)$$
$$P = 1 + \tfrac{1}{4}\,Q^2$$

of na substitutie $Q = 2\,a$

$$B = 2\,a$$
$$C = a^2 \qquad (9)$$
$$P = 1 + a^2$$

Uit deze berekening volgt dus dat het signaal

$$\cos \omega t + 2\,a \cos(\omega + p)\,t + a^2 \cos(\omega + 2\,p)\,t \qquad (10)$$

een onvervormde omhullende

$$1 + a^2 + 2\,a \cos pt \qquad (11)$$

zal hebben. Opgemerkt mag worden dat de modulatiediepte $\frac{2\,a}{1 + a^2}$ een niet-lineair karakter heeft. De toevoeging van één frequentiecomponent blijkt dus voldoende te zijn. De vraag blijft echter hoe een signaal als in (10) gegeven te verkrijgen is.

Dit laatste blijkt vrij eenvoudig mogelijk door uit te gaan van een normaal eenzijbandsignaal op de halve draaggolffrequentie,

$$\cos \frac{\omega}{2}\,t + a \cos\left(\frac{\omega}{2} + p\right)t \qquad (12)$$

dit signaal te kwadrateren en vervolgens de componenten in de buurt van de draaggolffrequentie (ω) uit te filteren.

Dit kwadrateren zou een ideale oplossing voor *CEZB*-modulatie zijn, indien niet bij modulatie met twee tonen of meer intermodulatie-vervorming in de omhullende zou optreden.

Het blijkt[1]) dat modulatie met $a \cos pt + b \cos qt$ als omhullende geeft

$$1 + a^2 + b^2 + 2\,a \cos pt + 2\,b \cos qt + 2\,a\,b \cos (p - q)\,t \qquad (13)$$

Het is dus zaak deze intermodulatieterm $2\,ab \cos (p - q)\,t$ uit de omhullende weg te werken, alvorens het kwadrateersysteem volledig compatibel genoemd mag worden.

4. Het elimineren van de intermodulatie uit de omhullende

4.1. De methode, waarop in het gekwadrateerde *EZB*-signaal de intermodulatie uit de omhullende geëlimineerd wordt, berust op het scheiden van de fase- en amplitudemodulatie van dit signaal.

Deze scheiding kan bewerkt worden door eerst het signaal naar een piekdetector te sturen en vervolgens door een begrenzer. De detector levert de omhullende en de begrenzer geeft een uitsluitend fasegemoduleerde draaggolf.

Het zal nu duidelijk zijn, dat een hermodulatie van deze draaggolf met de oorspronkelijk omhullende weer het gekwadrateerde *EZB*-signaal moet opleveren.

Een dergelijke bewerking wordt ook in de *CEZB*-modulator toegepast. Voor de hermodulatie wordt echter niet de omhullende, waarin de intermodulatie aanwezig is, maar het oorspronkelijke audiosignaal gebruikt. Op deze manier wordt de intermodulatievervorming uit de omhullende weggewerkt terwijl deze in de fasemodulatie achterblijft. De nieuwe omhullende past dus niet helemaal meer bij de fasemodulatie zodat het spectrum enigszins gewijzigd wordt (zie fig. 3).



Fig. 3a
Spectrum na kwadrateren

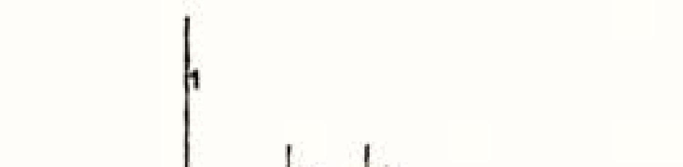


Fig. 3b
Spectrum na hermodulatie

Een piekdetector, is ongevoelig voor deze fasemodulatie, zodat door de hermodulatie het systeem volledig compatibel wordt.

[1]) Th. J. v. Kessel, F. L. H. M. Stumpers and J.M.A. Uyen: A method for obtaining compatible single-sideband modulation. E.B.U. Review, Part A No. 71, febr. '61.

In figuur 4 is het blokschema van de *CEZB*-modulator gegeven. Het audiosignaal wordt herkregen door middel van een produktdemodulator. Dit audiosignaal wordt voor de hermodulatie gebruikt, daar dit in fase is met de fasemodulatie van de de draaggolf. Tevens is aangegeven hoe men van *CEZB* op *AM* kan overschakelen door of een fasegemoduleerde of een ongemoduleerde draaggolf te kiezen. Het zal duidelijk zijn dat de

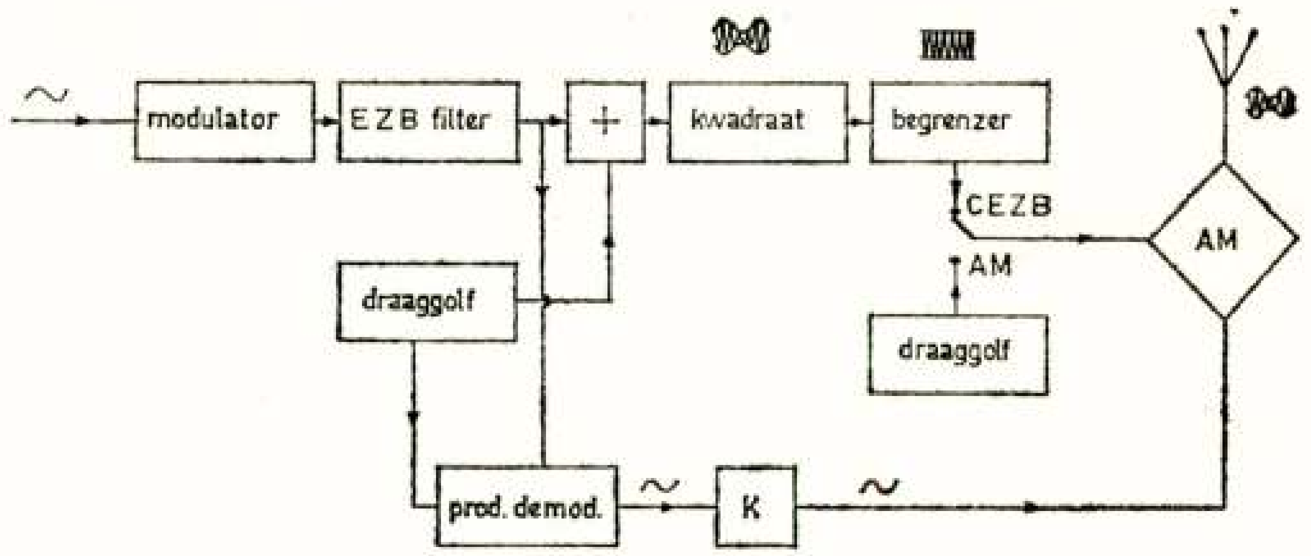


Fig. 4
CEZB-modulator volgens het kwadrateersysteem

bestaande zender gebruikt wordt als hermodulator.

Dit betekent dat het „kwadrateer" systeem ook aan de zenderzijde volledig compatibel is.

4.2. In het voorgaande is uiteengezet, dat de amplitude-modulatie van het signaal voor het begrenzen en na de hermodulatie gelijk moet zijn, indien het spectrum een eenzijband-karakter moet behouden en uit slechts drie componenten mag bestaan.

Nu geeft het kwadrateren een signaal met een modulatiediepte $\frac{2a}{1+a^2}$ terwijl bij hermodulatie met $2\,ka \cos pt$ een modulatiediepte $2\,ka$ verkregen wordt.

Uit de eis van gelijkheid volgt direct het niet lineaire verband.

$$k = \frac{1}{1+a^2} \tag{14}$$

De betrekking is als functie van *a* in fig. 5 getekend. In de praktijk kan deze ideale *k*-kromme niet worden gerealiseerd omdat tegelijkertijd aan nog twee voorwaarden moet worden voldaan.

a. Hermodulatie moet mogelijk zijn tot 100% d.w.z. ($2\,ka \leq 1$)
b. Het gekwadrateerde signaal mag slechts zo diep gemoduleerd zijn, dat er nog voldoende draaggolf overblijft om volledig

te kunnen begrenzen (bijv. de maximale modulatiediepte moet kleiner zijn dan 95% of $a \leq 0{,}72$).

In de figuur zijn de twee grensvoorwaarden met stippellijnen aangegeven. Een optimale k-kromme zal zoveel mogelijk de ideale kromme $k = \frac{1}{1 + a^2}$ volgen en door het snijpunt van de stippellijnen gaan. De afwijking van de ideale kromme is een maat

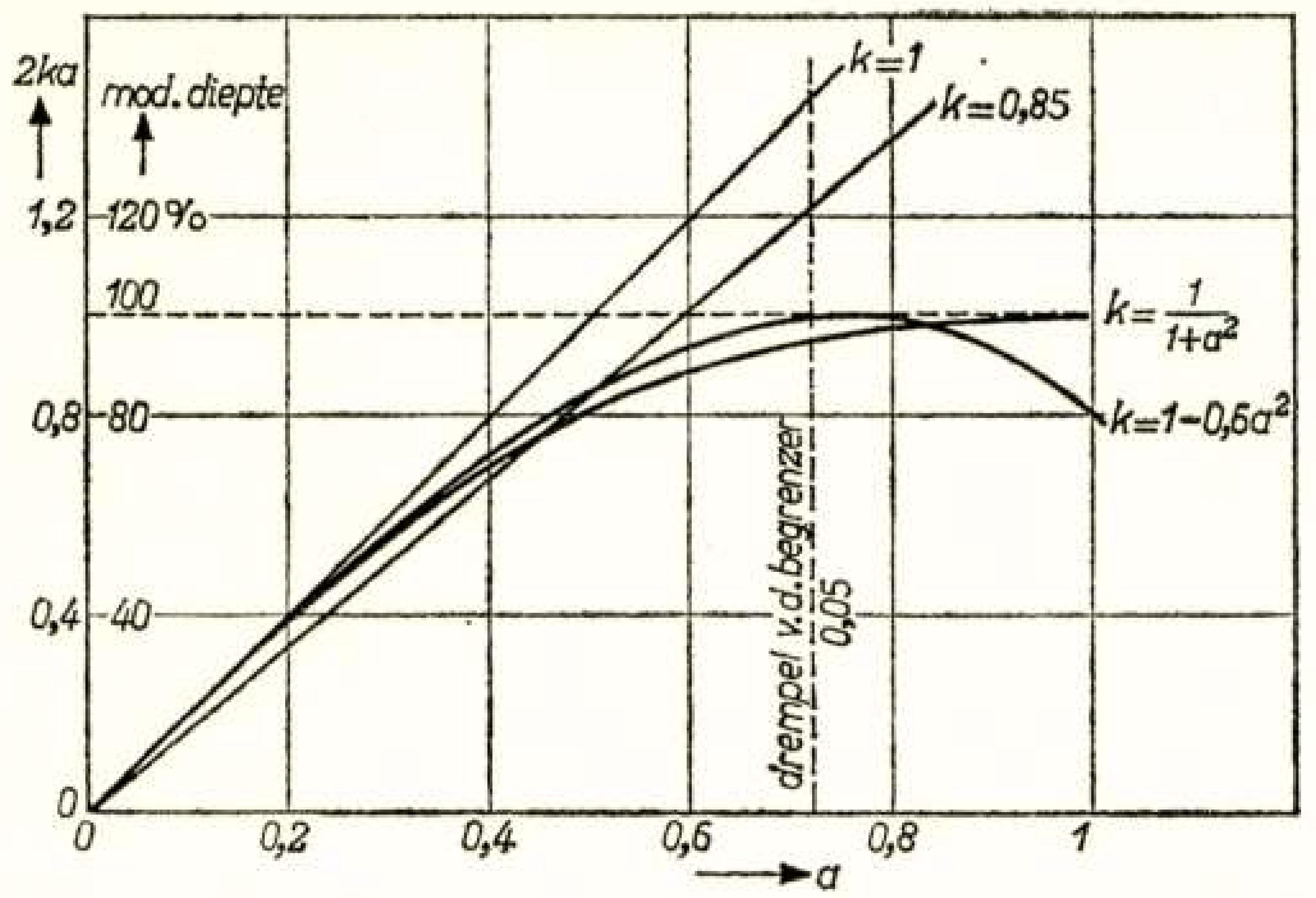


Fig. 5
Verband tussen de modulatiedieptes van het gekwadrateerde en hergemoduleerde signaal

voor de zijbandonderdrukking.

Het zal nu duidelijk zijn dat bij de keuze van de rechte k-lijnen (bijv. $k = 0{,}85$) een hermodulatie tot over 100% mogelijk is. Dit is in tegenspraak met een bewering van L. R. Kahn[1]).

In fig. 6 is het spectrum weergegeven dat verkregen wordt door in de modulator een niet-lineair element met een karakteristiek $k = 1 - 0{,}6\,a^2$ op te nemen.

4.3. Voor het berekenen van het spectrum van het *CEZB*-signaal na hermodulatie is het noodzakelijk het spectrum van de fase-gemoduleerde draaggolf te kennen. In het algemeen is het lastig fasemodulatie-spectra te berekenen, maar in het geval van het gekwadrateerde eenzijbandsignaal gaat dit bijzonder eenvoudig, Men gaat uit van de redenering, dat vermenigvuldiging van het spectrum van de fase gemoduleerde-draaggolf met de

[1]) Th. J. v. Kessel, F. H. L. M. Stumpers, J. M. A. Uyen, A method for obtaining CSSB modulation (with reply of L. R. Kahn). Proc. I.R.E. vol 50, no. 9 sept. '62 pag. 1998.

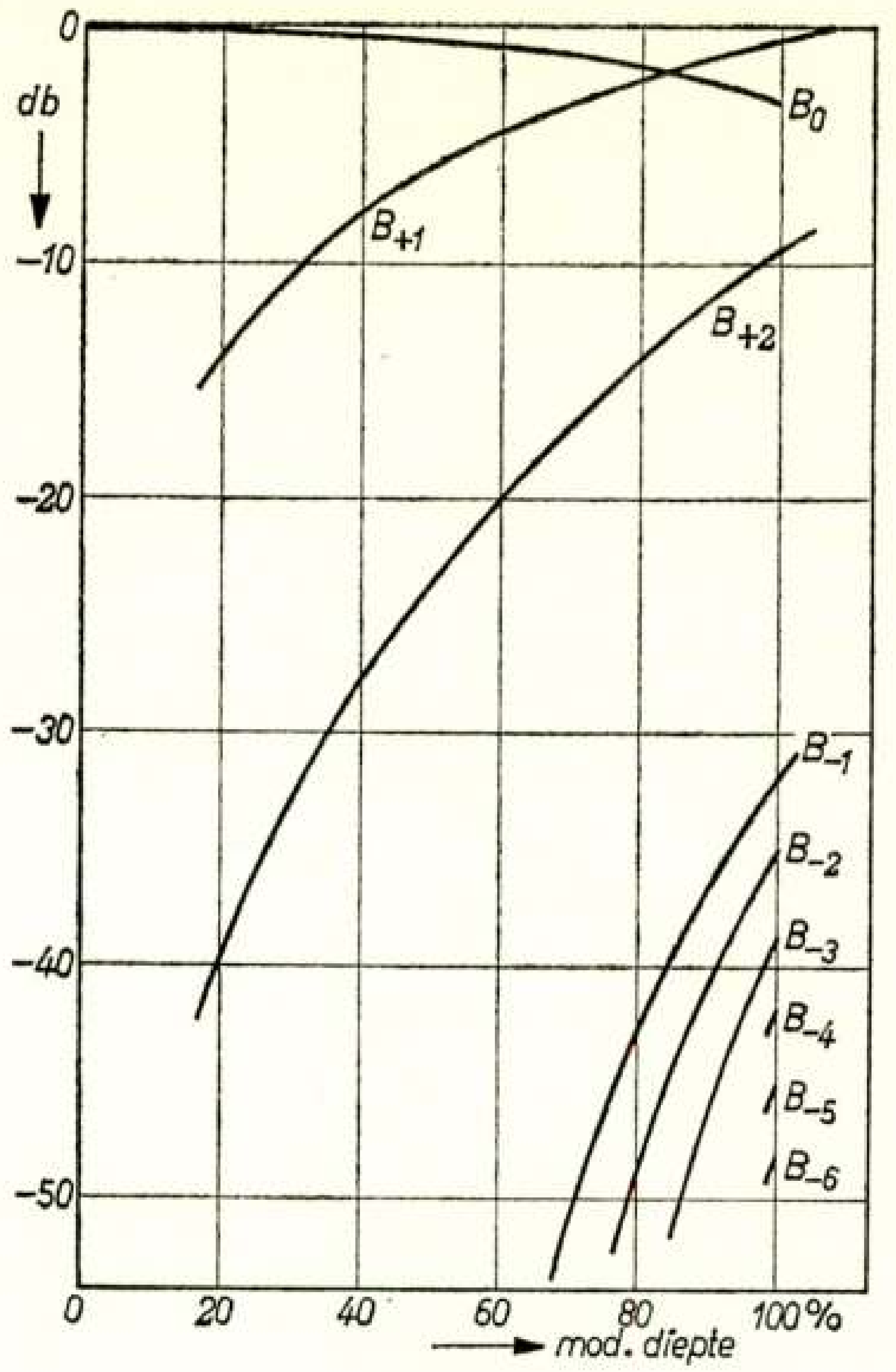


Fig. 6

Het CEZB-spectrum bij $k = 1 - 0{,}6\,a^2$

omhullende, $1 + a^2 + 2\,a\cos pt$, het oorspronkelijke *CEZB*-signaal moet opleveren.

Zo kan de frequentiecomponent $a^2\cos(\omega + 2p)\,t$ alleen ontstaan door vermenigvuldiging van $A_1\cos(\omega + p)\,t$ met $1 + a^2 + 2\,a\cos pt$.

Dit leidt tot $A_1 = a$.

Door dit zo voort te zetten vindt men uiteindelijk voor het spectrum van de fase gemoduleerde-draaggolf:

$$A_1 = a \quad A_0 = 1 - a^2 \quad A_{-1} = -a(1 - a^2) \quad A_{-2} = a^2(1 - a^2)$$
$$A_{-3} = -a^3(1 - a^2) \quad \text{etc.} \tag{15}$$

Vermenigvuldiging van dit spectrum met $1 + a^2 + 2\,a\cos pt$ geeft inderdaad het oorspronkelijke gekwadrateerde *EZB*-signaal. Voor uitgebreidere berekeningen kan verwezen worden naar een vroegere publikatie 2).

5. Metingen aan het „kwadrateer"-systeem

5.1. *Metingen aan de ontvanger*

In samenwerking met de PTT zijn metingen verricht aan een 10 kW-middengolfzender, die gestuurd werd met signalen afkomstig uit een *CEZB*-modulator.

Uit de resultaten blijkt dat de lineaire-, niet lineaire en intermodulatievervorming gelijk blijft bij *AM*- of *CEZB*-bedrijf.

De zijbandonderdrukking is bij een modulatiediepte tot 50%, 80% en 90% beter dan 40 *dB*, respectievelijk 35 *dB* en 30 *dB*. Men mag dus concluderen, dat het antennesignaal geheel volgens de eisen van *CEZB* is gemoduleerd.

5.2. *Metingen aan de ontvanger*

Bij ontvangst van een *CEZB*-signaal hangt de kwaliteit af van de doorlaatkarakteristiek van de *m.f.*-filters van het gebruikte radio-apparaat.

Zodra deze filters de balans tussen de verschillende frequentiecomponenten van het *CEZB*-signaal verstoren zal dit tot vervorming leiden. In fig. *7* wordt de niet-lineaire vervorming weer-

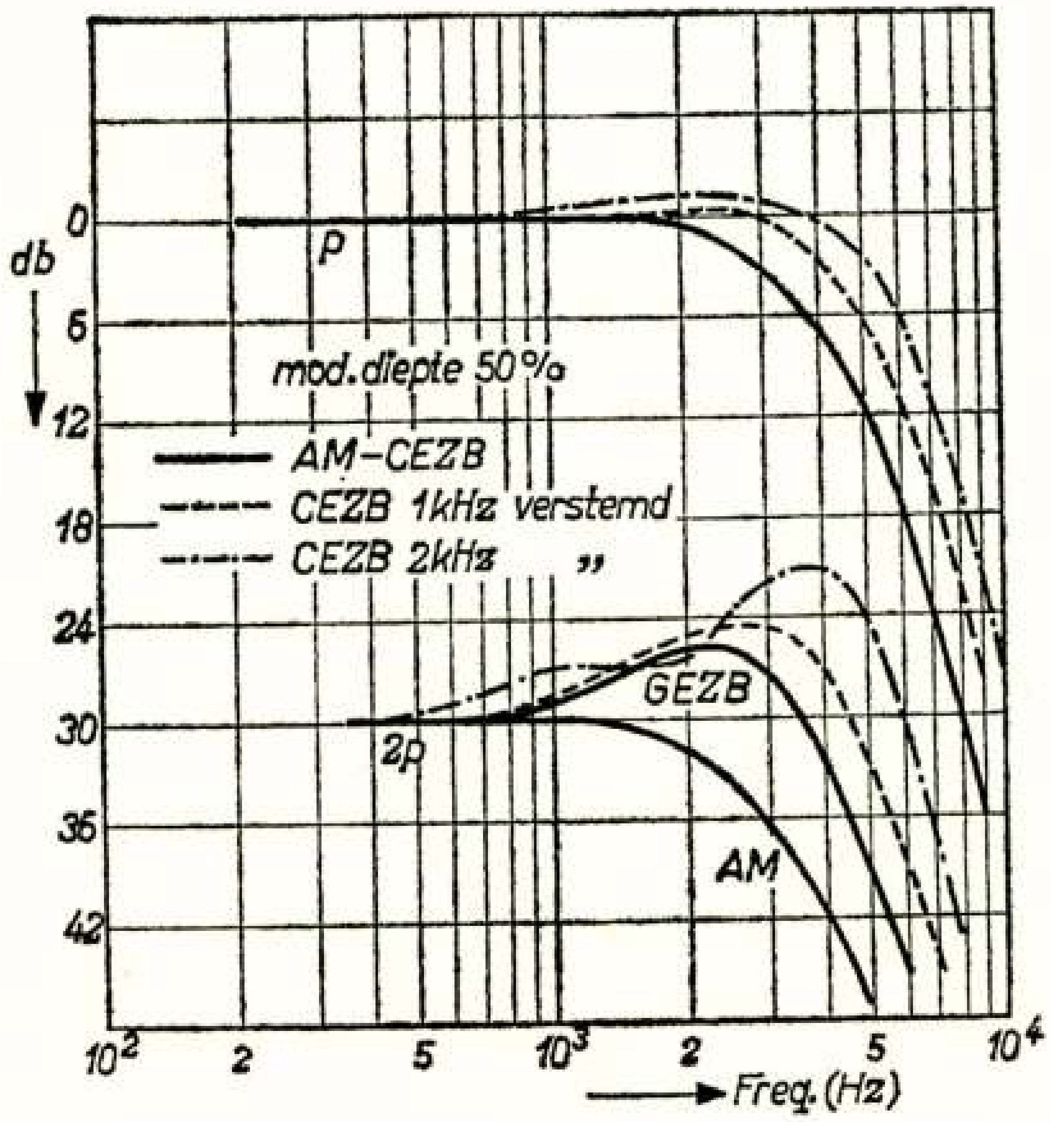


Fig. *7*
Vermogensmeting aan een ontvanger

gegeven als functie van de frequentie bij *AM* en *CEZB* bij verschillende verstemmingen van de ontvanger. De doorlaatkarakteristiek van de *m.f.*-filters kan gevonden worden uit de kromme voor amplitudemodulatie. Duidelijk is ook, dat verstemmen leidt tot een betere weergave van de hogere tonen.

Het verloop van de krommen voor de 2e harmonischen kan men eenvoudig verklaren door het *CEZB*-signaal in de doorlaatkromme te passen. Zo gauw de correctieterm $a^2 \cos(\omega + 2p)t$ wordt verzwakt zal de vervorming oplopen. Bij hogere audiofrequenties zullen beide zijbandcomponenten worden gefilterd.

Een gunstig effect hierbij is dat bij een verzwakking van $2a \cos(\omega + p)t$ een kwadratische afname van $a^2 \cos(\omega + 2p)t$ de vervorming zal opheffen. Dit wordt enigszins door de aard van de doorlaatkarakteristiek bewerkt, vooral bij kleine verstemming.

Een inzicht over de intermodulatievervorming kan eveneens verkregen worden door een spectrum zoals in fig. 3 is aangegeven in de doorlaatkarakteristiek te passen. Belangrijk is hierbij de overweging, dat indien bijv. de termen $2b \cos(\omega + q)t$ en $2ab \cos(\omega + p + q)t$ op een gelijke wijze worden verzwakt, dit niet tot intermodulatievervorming zal leiden.

Bij deze vervormingsmetingen is geen rekening gehouden met de spectrale verdeling van spraak en muziek. Dezelfde argumenten, die hebben geleid tot het invoeren van pre- en de-emphasis bij frequentiemodulatie, rechtvaardigen de bewering, dat tonen boven 2 kHz slechts zelden meer dan 15% van de totale modulatie vertegenwoordigen. Dit betekent dat voor die tonen de correctiecomponenten geheel onbelangrijk zijn en dus normale *EZB* voldoende vrij van vervorming is. Dit is de reden dat bij modulatie met muziek of spraak, *CEZB*-modulatie bij verstemming van de ontvanger een aanzienlijke uitbreiding van het spectrum geeft zonder merkbare toename in vervorming.

5.3. *Storing tussen twee zenders onderling*

De storings-metingen zijn opgezet volgens het schema dat in fig. 8 is aangegeven. Een standaardprogramma, bestaande uit gefilterde ruis met een vermogensspectrum gelijk aan dat van muziek wordt via de gewenste zender en een daarop afgestemde ontvanger overgedragen. Op de uitgang van de ontvanger is

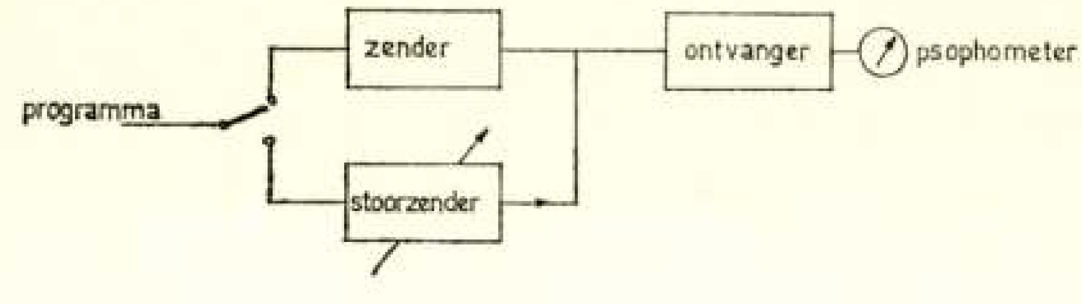


Fig. 8
Storingsmeting in blokschema

een psophometer aangesloten, waarmee de sterkte van het programma kan worden gemeten (Een psophometer is een voltmeter voorafgegaan door een filter, dat de oorgevoeligheid nabootst).

Vervolgens wordt het programma overgeschakeld op een stoorzender, die eveneens op de ontvanger is aangesloten.

Men regelt bij een zeker verschil tussen de draaggolffrequenties van zender en stoorzender, de sterkte van de laatste zo op, dat de psophometer weer dezelfde uitslag geeft.

Op deze manier zijn de krommen van fig. 9 verkregen, waarin dus het sterkteverschil tussen zender en stoorzender wordt uitgezet als functie van het verschil in draaggolffrequentie bij gelijke meteruitslag. Bij een lager toelaatbaar stoorniveau behoort een evenredig zwakkere stoorzender.

De sterkte van de stoorzender bij een stoorsignaal dat bijv. 30 *dB* zwakker is dan het gewenste signaal volgt uit de figuur

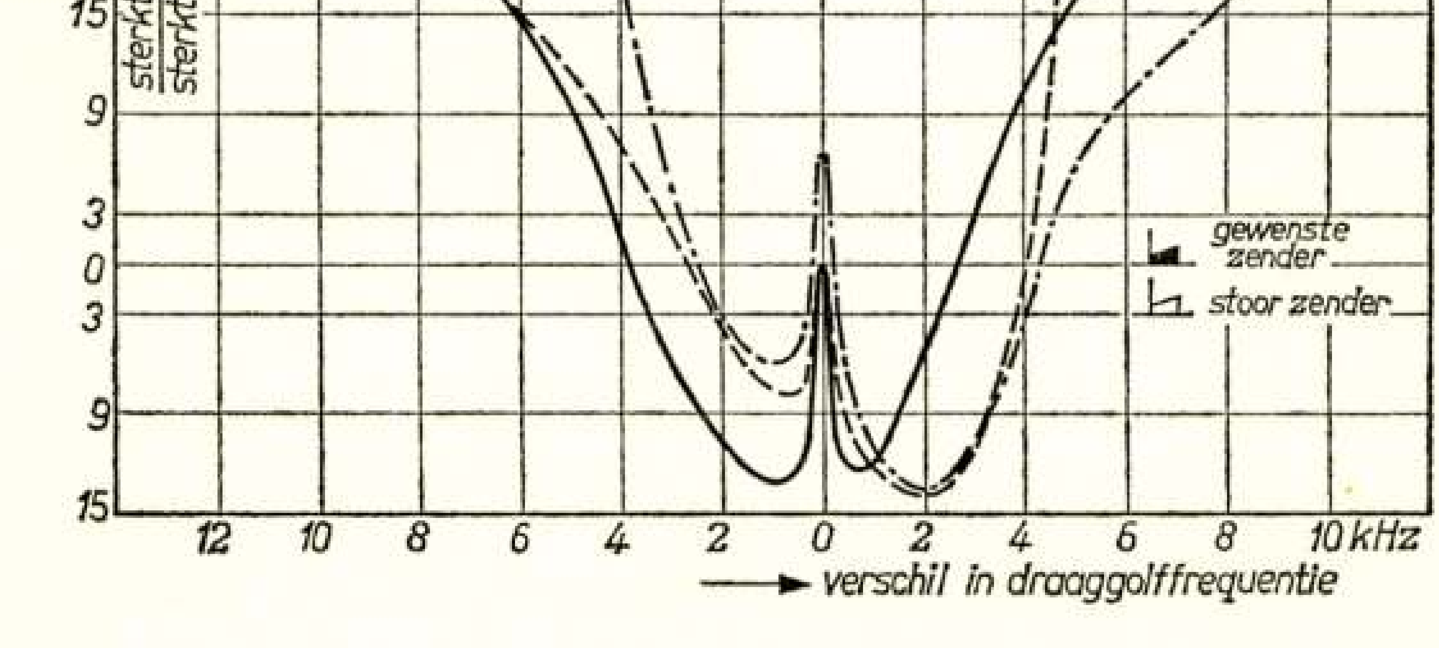


Fig. 9
Storing tussen twee zenders onderling bij verschillende soorten modulatie

door de nullijn 30 *dB* omhoog te schuiven. De krommen in fig. 9 zijn eenvoudig te verklaren door de effecten in drie verschillende frequentiegebieden afzonderlijk te bezien.

a. Bij kleine frequntieverschillen tussen zender en stoorzender en wel beneden het hoorbare gebied wordt de storing veroorzaakt door de modulatie van de stoorzender. Het zal duidelijk zijn, dat in dit gebied bij gelijksoortige modulatie de gewenste en de ongewenste zender verwisselbaar zijn en dus bij gelijke meteruitslag gelijk van sterkte zullen zijn.

   Dit is niet het geval indien bij *CEZB* bovendien de ontvanger verstemd wordt. Zo zal bij *CEZB* gestoord door *AM* door het verstemmen één zijband van het *AM*-signaal enigszins worden onderdrukt. Hierdoor is een 3 *dB* sterkere *AM*-zender toelaatbaar. De verbetering loopt op tot 7 *dB* indien *CEZB* wordt gestoord door *CEZB*, waarbij echter de andere zijband wordt benut.

b. Bij frequentieverschillen van 100 tot ongeveer 4000 Hz is de verschiltoon, veroorzaakt door het zweven van de twee draaggolven het meest hinderlijk. Daar dit onafhankelijk van de soort modulatie of verstemming is, zal *CEZB* geen ververbetering geven.

   De sterkte van deze toon neemt af naarmate de *m.f.*-filters in de ontvanger de draaggolf van de stoorzender meer verzwakken. De krommen tussen 100 en 4000 Hz zijn derhalve ongeveer gelijk aan de doorlaatkarakteristiek van de ontvanger met daarbij opgeteld de karakteristiek van het psophometerfilter.

c. Bij frequenteverschillen boven 6 kHz wordt de storing veroorzaakt door het binnendringen van de zijbanden van het stoorsignaal in het spectrum van het gewenste signaal.
   Het is duidelijk dat in dit frequentiegebied *CEZB* weer verbetering zal geven door het ontbreken van één zijband. Opgemerkt zij, dat het stooreffect van de andere zijband 6 *dB* sterker is dan bij amplitudemodulatie.

6. Conclusie

De metingen tonen aan dat door van *AM* op *CEZB* over te gaan de storingen tussen twee zenders onderling aanzienlijk kunnen worden onderdrukt.

Bovendien zal bij verstemmen van de ontvangers *CEZB* in het algemeen leiden tot een verbetering in de weergave kwaliteit.

Manuscript ontvangen 15 mei 1963.

A new method for determining the input and output impedance of a circuit

by J. W. Alexander *)

Summary

In the following a new but simple relation is given to calculate the input and output impedance of a linear circuit. These impedances are calculated directly from the denominator of the voltage transfer relation.

1. The linear circuit is given by the figure. The relation of the voltage U on the load Z_l to the input $E.M.F.$ E is given by

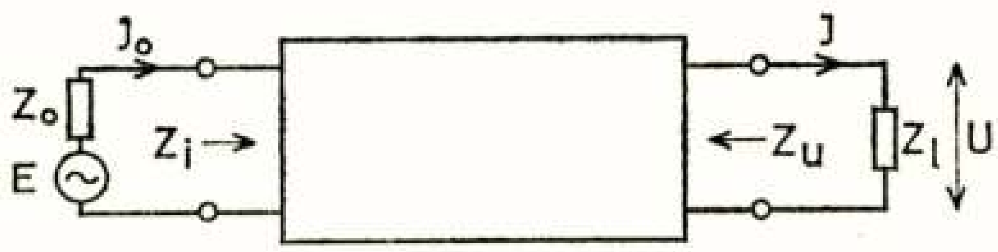


Fig. 1
Linear circuit

$U = E.F$, where F describes the circuit and contains the internal impedance Z_o of the source and the load impedance Z_l.

By using the method of the open-cicuited voltage and the short-circuited current we can write for the output respectively the input impedance:

$$Z_u = \frac{lim\, F \text{ for } Z_l \to \infty}{lim\, F/Z_l \text{ for } Z_l \to 0}$$

$$Z_i = \frac{lim\, F . Z_o \text{ for } Z_o \to \infty}{lim\, F \text{ for } Z_o \to 0}$$

Here Z_u = the impedance between the output terminals with the load disconnected, and Z_i = the impedance between the input terminals with the generator disconnected, as shown in the figure.

2. In the following way we can find another expression for these impedances. The voltage transfer relation can be written as

*) Technological University, Delft.

$$\frac{U}{E} = \frac{F_1}{F_2} \qquad 1)$$

For the input and output part of the circuit we can write

$$I_0 = \frac{E}{Z_0 + Z_i} \qquad 2)$$

$$I = E\,\frac{F_3}{Z_l + Z_u} \qquad 3)$$

But I is also $\frac{U}{Z_l}$, therefore, with 1)

$$I = \frac{E}{Z_l}\,\frac{F_1}{F_2} \qquad 4)$$

Now we imagine Z_l variable, so that for a certain value of Z_l the denominator in 3) vanishes, thus $Z_l + Z_u = 0$.

In order to be identical with 4) it is necessary that the denominator in 4) also vanishes for that certain value of Z_l.

Therefore Z_u is given by $F_2 = 0$, when in F_2 for Z_l is written $-Z_u$.

In the same way we can give an expression for Z_i, starting with equation 2). Together with 1) we can write

$$\frac{I_0}{F_2} = \frac{U}{F_1}\,\frac{1}{Z_0 + Z_i}$$

Here we imagine Z_0 variable, so that for $Z_0 + Z_i = 0$ again F_2 must be equal to zero.

3. In conclusion:

When $\frac{U}{E} = \frac{F_1}{F_2}$, then

Z_u is given by $F_2\,(Z_l = -Z_u) = 0$

Z_i is given by $F_2\,(Z_0 = -Z_i) = 0$.

Consequently, when Z_u is known, Z_i can be calculated from

$$Z_l + Z_u\,(Z_0 = -Z_i) = 0$$

On the other hand, when Z_i is known, Z_u can be calculated from

$$Z_0 + Z_i\,(Z_l = -Z_u) = 0.$$

$$\frac{I}{I_0} = \frac{U}{Z_l}\,\frac{Z_0 + Z_i}{E} = \frac{F_1}{Z_l}\,\frac{Z_0 + Z_i}{F_2} = \frac{F_1}{Z_l}\,\frac{1}{\frac{dF_2}{dZ_0}}.$$

Manuscript ontvangen 18 februari 1964.

COORDINATIE FIAREX EN „HET INSTRUMENT"

Vorig jaar werden de gebruikers van elektronische apparaten, instrumenten en onderdelen geconfronteerd met een nogal verwarrende situatie. Bijna gelijktijdig werden in Amsterdam en Utrecht drie elkaar gedeeltelijk overlappende tentoonstellingen gehouden: de Firato, Het Instrument en de Elektronicavakbeurs. Met die gang van zaken was niemand erg gelukkig.

Pogingen om tot een samenwerking van Firato en Elektronicavakbeurs te komen zijn tot op heden niet geslaagd. Wel succes hadden de besprekingen die gevoerd zijn tussen de Firato en Het Instrument. Achter de Stichting Firato staat de F.I.A.R., Vereniging van fabrikanten, importeurs en agenten op radiogebied, die vele jaren geleden het initiatief nam tot de oorspronkelijk in Bellevue georganiseerde vaktentoonstellingen. „Het Instrument" verenigt nederlandse fabrikanten, importeurs en handelaren, die zich bezig houden met fabricage en verkoop van instrumenten voor technisch en wetenschappelijk gebruik.

Door de ledenvergaderingen van de beide verenigingen is de mening geuit, dat het in het belang van bezoekers en exposanten zal zijn als een duidelijke terreinafbakening tot stand komt. Daarom is tot een regeling besloten, die in grote trekken op het volgende neerkomt:

Alle even jaren zal in Amsterdam in het najaar de tentoonstelling Fiarex worden georganiseerd met het volgende programma:

1) Elektro-akoestische apparatuur voor professioneel gebruik
2) Elektronische onderdelen en bouwelementen
3) Service-instrumenten ten dienste van de radio- en televisie-handel.

Alle oneven jaren zal in het najaar in Utrecht de tentoonstelling „Het Instrument" worden georganiseerd met het volgende programma:

1) Instrumenten voor elk soort wetenschappelijk onderzoek, ongeacht of deze elektronisch, elektrisch, optisch of op andere wijze werken
2) Instrumenten voor de meet- en regeltechniek
3) Professionele elektronische en andere onderdelen alsmede bouwelementen.

Deze regeling is mede tot stand gekomen omdat de exposanten het er over eens waren geworden, dat voor verschillende artikelen een verschillende tentoonstellingsfrequentie gewenst was. Voor instrumenten voor wetenschappelijk en technisch gebruik voorziet een tweejaarlijkse representatieve tentoonstelling zeker in de behoefte, maar voor het zich relatief snel ontwikkelende gebied der professionele onderdelen werd een jaarlijkse presentatie wenselijk geacht.

Beide tentoonstellingen richten zich uitsluitend tot gespecialiseerde bezoekerskringen. Bij beide geschiedt de organisatie op een niet-commerciële basis en wordt niet gestreefd naar een grote omvang of een groot aantal bezoekers, maar uitsluitend naar goede contacten met geselecteerde groepen gebruikers. Tot goed begrip diene, dat in de oneven jaren de ook voor het algemene publiek zo interessante Firato blijft bestaan, waaraan echter geen speciale technisch-wetenschappelijke sector meer zal worden verbonden.

De Fiarex zal voor het eerst in de RAI plaats vinden van 14 tot en met 18 september 1964.

Het Instrument wordt volgend jaar van 14 tot en met 22 september gehouden in een of meer hallen van de Koninklijke Nederlandse Jaarbeurs te Utrecht.

BOEKAANKONDIGINGEN, ENZ.

Wederom verscheen een nieuw deeltje in de Siemens-serie Technische Mitteilungen (Halbleiter) ditmaal over „Temperaturregler mit Transistoren".

BOEKBESPREKINGEN

Elektromagnetische Wellen, eine unsichtbare Welt, door Prof. Dr. H. H. Meinke, Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1963, 175 bladzijden, 89 figuren. Prijs DM 7.80.

In de serie „Verständliche Wissenschaft" verscheen een nieuw deeltje over elektromagnetische golven en de toepassingen hiervan in de verschillende frequentiegebieden. Onder de vele illustraties vinden we een groot aantal foto's van antenne-opstellingen, hetgeen niet onlogisch is omdat juist deze antennes de „onzichtbare wereld" tot een zichtbare maken.

Voor wie behoefte heeft aan een eenvoudig geschreven overzicht van het radiogebied een aanbevelenswaardig boekje.

L. K.

Transistor Amplifiers for Audio Frequencies, principles of design, by Thomas Roddam. Iliffe Books, London, 1964, 252 bladzijden, 214 figuren. Prijs 45 sh.

Een handleiding voor de ontwerpers van laagfrequent versterkerschakelingen. In een drietal inleidende hoofdstukken worden behandeld: de fysische achtergronden van de transistor, elementaire vierpooltheorie en vervangschema's in het algemeen. De auteur is, terecht, van mening dat voor een verantwoord ontwerp enige kennis van deze zaken nodig is, hij suggereert echter allerminst (in tegenstelling tot vele andere schrijvers van soortgelijke werken) dat een uitgebreide studie ervan voorwaarde zou zijn om met transistors te kunnen werken. De overige hoofdstukken behandelen uitvoerig de details van het ontwerp van de diverse soorten versterkerschakelingen. Hierbij wordt, wederom terecht, de nadruk gelegd op het compromis dat elke oplossing is en op het betrekkelijke van elke voorkeur voor een bepaalde schakeling.

Speciaal om de wijze waarop het onderwerp behandeld is een aanbevelenswaardig boek.

J. te W.



Dr. H. Bruining



Dr. E. F. de Haan

VEDER-PRIJS 1964

Aan Dr. H. Bruining, thans directeur van het Philips Centraal Laboratorium te Aken en aan Dr. E. F. de Haan, adjunct-directeur van het Philips Natuurkundig Laboratorium te Eindhoven is een prijs toegekend door het bestuur van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder. De toekenning van deze prijs

geschiedde ter zake van de uitvinding en ontwikkeling van een nieuwe en zeer verbeterde televisieopneembuis, het zogenaamde „Plumbicon".

Het Plumbicon is een buis, waarvan de werking berust op de aanwezigheid van een fotogeleider als lichtgevoelige laag. Zij ontleent haar naam aan het feit, dat als fotogeleider loodmonoxyde wordt toegepast. De buis is eenvoudig, klein van afmetingen en wordt gekenmerkt door een grote gevoeligheid en een zeer geringe traagheid. Voor zwart-wit televisie is de nieuwe buis gelijkwaardig aan de gevoeligste opneembuizen, die thans in gebruik zijn; voor wat kleurentelevisie betreft, is zij zelfs enige malen gevoeliger. Het beeld is bijzonder gelijkmatig en vrij van stoorsignalen.

Het plumbicon is uitvoerig beschreven in het Philips Technisch Tijdschrift*).

---

*) Het plumbicon, een nieuwe televisieopneembuis. E. F.de Haan, Philips Techn. Tijdschr. 24, nr. 2, 64-65, 1963.
E. F. de Haan, A. v. d. Drift, P. P. M. Schampers, Philips Techn. Tijdschr. 25, nr. 9, 277-295, 1964.

Uit het N.E.R.G.

VERSLAG VAN DE JAARLIJKSE ALGEMENE LEDENVERGADERING, GEHOUDEN IN HET GEBOUW „OP GOUDEN WIEKEN", SCHEVENINGSEWEG 37 TE DEN HAAG (SCHEVENINGEN) OP 7 APRIL 1964

1. ALGEMENE LEDENVERGADERING

Van het bestuur zijn aanwezig: Ir. J. D. H. van der Toorn (voorzitter), Prof. Ir. B. van Dijl (secretaris), Prof. Ir. M. P. Breedveld (penningmeester), Ir. M. W. van Batenburg, Prof. Dr. Ir J. L. Bordewijk en Dr. F. W. de Vrijer.
Verhinderd: Ir A. W. M. Paling (vice-voorzitter).
Op uitnodiging van het bestuur hebben eveneens aan de bestuurstafel plaatsgenomen: Ir. P. H. Boukema (voorzitter Examencommissie NERG) en Ir. L. Krul (hoofdredacteur Tijdschrift NERG).
Verder zijn 26 leden aanwezig.

.1 Opening

De voorzitter opent om 14.00 uur de vergadering en heet de aanwezigen welkom.

.2 Notulen Algemene Ledenvergadering d.d. 2 april 1963

De notulen van de Algemene Ledenvergadering d.d. 2 april 1963, gepubliceerd in het Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap, deel 28 - Nr. 1-2 1963, worden goedgekeurd.

.3 Verslag van de secretaris over 1963

Nadat secretaris zijn verslag over 1963 (zie onder 2.) heeft voorgelezen stelt voorzitter vast dat in het afgelopen verenigingsjaar een druk wetenschappelijk programma werd afgewerkt. Voorzitter dankt secretaris voor zijn verslaggeving en vraagt de vergadering eventuele opmerkingen kenbaar te maken.
Opgemerkt wordt dat de zaalaccommodatie en de geluidsinstallatie in enkele gevallen te wensen overliet en voorts dat de projectie van dia's e.d. niet steeds een succes was. Vooral de „LASER-dag" was als gevolg hiervan verward.

Secretaris deelt mede dat genoemde gebreken, en voorts de dikwijls primitieve schoolborden met toebehoren, verschillende malen de aandacht hebben gehad. Het bestuur heeft zich intussen georiënteerd over de mogelijkheden welke er in deze zijn. De moeilijkheden schuilen hierbij niet in de aanschaffing van apparatuur doch in het transport hiervan en in de opstelling en de bediening ter plaatse. Wellicht is echter een goede oplossing mogelijk. Secretaris vraagt of de vergadering van mening is dat het bestuur één en ander nader dient uit te werken en te realiseren, hetgeen bevestigd wordt.
Met betrekking tot het werven van donateurs merkt Drs. van Lohuizen op dat persoonlijke benadering van bedrijven en instellingen (waarvan vroeger ook reeds sprake is geweest) wellicht betere resultaten zal opleveren dan die welke door middel van een rondschrijven worden bereikt, temeer daar het resultaat van het laatste, volgens de door secretaris gegeven toelichting, niet bijzonder hoopgevend is. Voorzitter zet uiteen dat het bezoeken van bedrijven niet steeds aanleiding geeft tot juiste verhoudingen en niet doenlijk is.
Op een vraag van Ir. Piket of donateurswerving plaats vindt omdat de financiële toestand van het Genootschap zulks eist, verwijst voorzitter naar het hierna aan de orde komende agendapunt (verslag van de penningmeester).
Prof. Schouten vestigt nog de aandacht op de belangrijkheid van ledenwerving onder de studenten. Secretaris deelt mede dat de noodzakelijke contacten hiertoe met de administratie van de TH's zijn gelegd.

.4 Verslag van de penningmeester over 1963 en bespreking van de begroting voor 1964

De penningmeester geeft een toelichting op het aan de aanwezigen uitgereikte financiële jaaroverzicht 1963 en de begroting voor het jaar 1964 (zie onder *3.*). Door het stijgen van de kosten, o.a. die van buitenlandse sprekers en die verbonden aan de exploitatie van het tijdschrift, is het kapitaal van het Genootschap ongunstig beïnvloed en afgenomen met *f*6.078,79. Het kapitaal van het Ned. Nat. URSI-comité nam toe met *f* 789,88.
Voorzitter dankt ook penningmeester voor zijn verslaggeving en stelt vast dat, ofschoon de financiële positie van het Genootschap niet ongunstig mag worden genoemd, getracht zal moeten worden het kapitaal van het Genootschap niet verder aan te tasten.
Op een vraag van Prof. Rodenburg hoe de financiële verhouding tussen NERG en het Ned. Nat. URSI-comité is geregeld deelt voorzitter mede dat dit comité een zelfstandige financiële eenheid vormt in de financiële administratie van het NERG en dat hiervoor een meer definitieve regeling in voorbereiding is.
Dr. Ir. van Duuren vraagt of hetzelfde geldt voor de financiën van de examencommissie. Met betrekking tot dit laatste wordt door Ir. Boukema toegelicht dat de examencommissie in het verleden haar taak begon met een voorschot uit de kas van het Genootschap. Het financieel beheer is van dien aard geweest dat de balans van de examencommissie thans een vrij groot voordelig saldo aanwijst. Weliswaar vermeldt art. 17 (lid 1) van de statuten een aantal inkomsten van het Genootschap waaronder examengelden, lid 2 van dat artikel bepaalt echter dat de examengelden afzonderlijk zullen worden beheerd en dienen tot dekking van die uitgaven van het Genootschap die rechtstreeks voortvloeien uit het houden van examens.
Ir. Vormer herinnert er aan dat de gelden van de examencommissie van het begin af uitsluitend werden aangewend voor het doel waarvoor ze bestemd waren en zodoende steeds afzonderlijk zijn geadministreerd.
Voorzitter stelt vast dat de examencommissie overeenkomstig het bepaalde in de statuten een eigen financieel beheer voert, doch dat haar middelen een onderdeel vormen van het Genootschap als geheel; pas wanneer de examencommissie zou ophouden te bestaan zou er sprake van

kunnen zijn de middelen van de examencommissie te vermengen met de overige middelen van het Genootschap.
Voorzitter verzoekt penningmeester in overweging te nemen om in de toekomstige verslaggeving de verschillende middelen van het Genootschap in één „verzamelbalans" samen te vatten.
De begroting voor 1964 wordt goedgekeurd.

.5 Verslag van de kascommissie en benoeming van een nieuwe kascommissie

De kascommissie, bestaande uit de heren Ir. D. van den Berg en Prof. Ir C. Rodenburg, bracht verslag uit aan de voorzitter, welk verslag door de voorzitter wordt voorgelezen en waaruit blijkt dat de boeken en bescheiden van de penningmeester werden nagezien en in orde bevonden.
Voorzitter stelt voor de penningmeester te dechargeren voor zijn beleid over 1963, welk voorstel met algemene stemmen wordt aangenomen.
Tot leden van de kascommissie voor het jaar 1964 worden benoemd de heren Prof. Ir. C. Rodenburg en Ir. W. Herstel. Tot plaatsvervangende leden van deze commissie worden benoemd de heren Brig.-Gen. J. W. E. Mulder en Ir. S. Gratama.

.6 Vaststellen van de contributie

De vergadering machtigt het bestuur de contributie voor het jaar 1965 tot f 25,— te verhogen indien zulks straks door het bestuur noodzakelijk wordt geacht.

.7 Bestuursverkiezing

Aan de beurt van aftreden en statutair herkiesbaar zijn de heren Ir. J. D. H. van der Toorn (voorzitter) en Ir. A. W. M. Paling (vice-voorzitter). Ir. van der Toorn stelt zich niet herkiesbaar; Ir. Paling is bereid gevonden zich herkiesbaar te stellen.
Ter vervulling van de vacatures zijn door het bestuur candidaat gesteld de heren Ir. J. Piket (voorzitter) en Ir. A. W. M. Paling, terwijl als tijdelijke uitbreiding van het aantal bestuursleden tevens door het bestuur candidaat is gesteld de heer Ir. G. Rosier. Aangezien geen tegencandidaten werden aangemeld concludeert voorzitter dat de door het bestuur candidaat gestelde heren als zodanig zijn gekozen, waarmede de vergadering door applaus instemming betuigt.

.8 Plaats waar de volgende jaarlijkse Algemene Ledenvergadering zal worden gehouden

Besloten wordt dat de plaats waar de volgende jaarlijkse Algemene Ledenvergadering zal worden gehouden afhankelijk wordt gesteld van de plaats waar het wetenschappelijk gedeelte van deze vergadering het meest tot zijn recht komt. Ir. Piket merkt op, dat het in verband met het karakter van een Algemene Ledenvergadering, het meest voor de hand ligt dat deze in het centrum van het land wordt gehouden.

.9 Bestuursmededelingen

Ir. van der Toorn dankt voor de prettige samenwerking die hij gedurende zijn zittingsperiode als voorzitter heeft ondervonden. Hij wijst de nieuwgekozen voorzitter Ir. Piket op de taak van de voorzitter van het NERG zoals deze in het huishoudelijk reglement van het Genootschap is omschreven, nl. het leiden van de Algemene Ledenvergaderingen en de werkvergaderingen. Naar de mening van Ir. van der Toorn is deze omschrijving wel wat simpel gesteld; hij spreekt dan ook het vertrouwen uit dat Ir. Piket zijn taak in ruimere zin zal opvatten. Ir. van der Toorn wenst bij zijn afscheid van het bestuur het Genootschap „groei en bloei" toe en

dringt er op aan vooral het wetenschappelijk peil, dat grote waardering geniet, hoog te houden.

Secretaris betuigt Ir. van der Toorn dank voor de leiding met de daaraan verbonden verplichtingen die hij gedurende zijn zittingsperiode in het belang van het Genootschap op zich heeft willen nemen.
Secretaris memoreert hierbij dat Ir. van der Toorn zowel in moeilijke als amusante omstandigheden de juiste maatregelen wist te treffen en biedt de aftredende voorzitter, die de volgende dag zijn 70ste verjaardag hoopt te vieren, namens het Genootschap een blijvende herinnering aan in de vorm van een boekwerk.

.10 **Rondvraag en sluiting**

Voor de rondvraag is niets meer aan de orde. Nadat Ir. van der Toorn nog heeft bedankt voor het in hem gestelde vertrouwen als voorzitter en voor het boekwerk dat hij mocht ontvangen schorst hij de vergadering. Na de thee neemt Ir. Piket als voorzitter de leiding van het wetenschappelijk gedeelte van de vergadering over, waarvoor inmiddels ca. 80 leden aanwezig zijn. In zijn begroetingswoord tot de vergadering zegt Ir. Piket het als een eer te beschouwen als voorzitter van het NERG te zijn gekozen en te zullen trachten deze functie uit te oefenen op een wijze die in overeenstemming is met het karakter van het Genootschap.
Hierna geeft Ir. Piket het woord aan Prof. Ir. Dr. J. L. van Soest voor zijn voordracht „Entropie en informatie als geweten en moraal in wetenschap en techniek".

2. JAARVERSLAG VAN DE SECRETARIS OVER 1963

.1 Verenigingsprogramma 1963

Het afgelopen verenigingsjaar kenmerkte zich door een druk verenigingsprogramma. Naast een tiental door het Genootschap georganiseerde werkvergaderingen, waarvan een aantal in samenwerking met zusterverenigingen tot stand kwam, nam het Genootschap het patronaat op zich van de in het kader van de FIRATO 1963 georganiseerde tentoonstelling „HET ELEKTRON".
In volgorde van datum volgt hieronder een overzicht van de in 1963 gehouden werkvergaderingen enz. welke over het algemeen door een vrij groot aantal deelnemers (variërend van 60 tot 190) werden bezicht.

7 januari 1963

161e werkvergadering, 's namiddags in het Gebouw v. Elektrotechniek van de Technische Hogeschool te Delft.
Aan deze vergadering werd eveneens deelgenomen door de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs, de Benelux Section I.E.E.E., het Genootschap van Ingenieurs der PTT en het Internationaal Significsch Genootschap.
Sprekers waren:

Prof. Colin Cherry (University of London)	- A statistical study of telephoning habits in various countries of the world.
Ir. D. C. J. Poortvliet (T.H. Delft)	- Bepaling van de impulsresponsie van lineaire systemen d.m.v. kruiscorrelatie met binaire signalen.

18 maart 1963

162e werkvergadering, 's namiddags in Grand Hotel Gooiland te Hilversum.
Ir. J. A. v. d. Vorm Lucardie - Televisie in het u.h.f.-gebied.
(P.T.I. Hilversum)

Ir. Th. J. van Kessel (Philips Eindhoven) - Compatibele eenzijband-modulatie.

2 april 1963

163e werkvergadering, tevens Algemene Jaarvergadering in Café-Restaurant Den Hout te Den Haag.
In het huishoudelijk gedeelte van deze vergadering (Algemene Jaarvergadering), waaraan door 52 leden werd deelgenomen, werden gewijzigde Statuten en een nieuw Huishoudelijk Reglement aanvaard alsmede de nieuwe naam van het Genootschap, n.l. NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP.
Tijdens de bestuursverkiezing traden af de heren Ir. Y. Boxma, Prof. Dr. C. E. Mulders en Dr. Ir. A. van Weel; ter vervulling van deze vacatures werden gekozen de heren Ir. M. W. van Batenburg, Prof. Dr. Ir. J. L. Bordewijk en Dr. F. W. de Vrijer. De aftredende bestuursleden Prof. Ir. M. P. Breedveld (penningmeester) en Prof. Ir. B. van Dijl (secretaris) werden als zodanig herkozen. De heren Ir. P. H. Boukema (voorzitter examencommissie) en Ir. L. Krul (hoofdredacteur tijdschrift) traden als bestuurslid af. Ingevolge het bepaalde in art. 12 van de gewijzigde Statuten worden de voorzitter van de examencommissie en de hoofdredacteur van het tijdschrift met adviserende stem tot de bestuursvergaderingen toegelaten.
Tot lid van de ballotagecommissie (art. 20 van de gewijzigde Statuten) werden gekozen de heren Ir. Y. Boxma, Ir. P. H. Boukema, Prof. Dr. C. E. Mulders en Dr. Ir. A. van Weel.
Voor het volledig verslag van deze vergadering wordt verwezen naar het Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap deel 28, No. 1-2, 1963.
In de namiddag, na het huishoudelijk gedeelte, werd de vergadering voortgezet met een wetenschappelijke voordracht.
Spreker was:
Dr. J. Haantjes (Nat. Lab. Philips Eindhoven - De huidige stand van de techniek van de kleurentelevisie.

11 april 1963

164e werkvergadering, 's namiddags in het Paviljoen van de Technische Hogeschool te Eindhoven, tezamen met de Benelux Section of the Institute of Electrical and Electronics Engineers.
De bijeenkomst werd voorbereid door de Benelux Section I.E.E.E.
Spreker was:
Prof. Dr. Ir. M. J. E. Golay - The application of electrical circuit analogy to the study of the pneumatic infra-red detector.

29 april 1963

165e werkvergadering, 's avonds in het Gebouw van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs te Den Haag, tezamen met de Benelux Section of the Institute of Electrical and Electronics Engineers.
De bijeenkomst werd voorbereid door de Benelux Section I.E.E.E.
Spreker was:
Dr. G. Zinsmeister (Balzers Aktiengesellschaft für Hochvakuumtechnik und dünne Schichten. Balzers-Lichtenstein) - The impact of modern high vacuum technology on the electronic industry.

9 mei 1963

166e werkvergadering (symposium), in de bovenfoyer van Esplanade Utrecht.

Dit symposium, dat werd georganiseerd in samenwerking met de Sectie voor Toegepaste Natuurkunde van de Nederlandse Natuurkundige Vereniging en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs, droeg als titel PLASMA'S EN ELEKTROMAGNETISCHE GOLVEN.
Het symposium werd voorbereid door een commissie bestaande uit de heren Prof. Dr. C. M. Braams, Prof. Ir. M. P. Breedveld, Dr. K. van Duuren, Dr. H. Groendijk, Prof. Dr. D. Th. J. ter Horst en Prof. Dr. G. J. Scholte.
De volgende voordrachten werden gehouden:

Prof. Dr. N. G. van Kampen - (R.U. Utrecht)	Inleiding over plasma's.
Dr. Ir. M. T. Vlaardingerbroek - (Nat. Lab. Philips Eindhoven)	Versterking van golven door wisselwerking van een elektronenbundel met een plasma.
Prof. Dr. C. M. Braams - (FOM Instituut voor Plasmafysica, Jutphaas)	Microgolven bij het onderzoek van plasma's in het laboratorium.
Prof. Dr. C. de Jager - (R.U. Utrecht)	Zonnevlammen.
Prof. Dr. H. Bremmer - (Nat. Lab. Philips Eindhoven)	Radiogolven in de atmosfeer.

13-22 september 1963

Expositie HET ELEKTRON in het kader van de 13e Internationale Tentoonstelling van Elektronica FIRATO in het RAI-gebouw te Amsterdam.

Als resultaat van de samenwerking van een aantal instanties (PTT, Land-, Lucht- en Zeemacht, NRU, VEV, N.V. Electrologica en Philips Nederland N.V. als initiatiefnemer) is onder het patronaat van het NERG ter gelegenheid van de Firato 1963 (13 t/m 22 september) een voorlichtingscentrum HET ELEKTRON georganiseerd.
Het doel hiervan was het bezoek van belangstellende leken — en speciaal de jongeren daaronder - aan de Firato meer inhoud te geven dan tot dusver in deze op handel en consument gerichte produkten-expositie mogelijk was. Het ELEKTRON vormde een afzonderlijk gedeelte van de tentoonstelling met een oppervlak van ca. 2000 m^2.
In het ELEKTRON kon men kennismaken met de fysische grondslagen van de elektronenleer en met een aantal principes van de toepassing daarvan. Na deze vormende inleiding volgden de afdelingen met enkele actuele toepassingen op het gebied van de telecommunicatie, opsporing, navigatie, besturingstechniek en van de reken- en omroeptechnieken. Ook de radioastronomie was vertegenwoordigd, helaas als enige wetenschappelijke toepassing.
Een aantal H.T.S.-leerlingen demonstreerden de werkzaamheden in een elektronica-praktijklokaal. De VEV verzorgde de voorlichting over opleidings- en beroepsmogelijkheden.
Naast op begrip gerichte voorlichting gaf HET ELEKTRON een oriëntatie in de elektronische beroepen door confrontatie met de toepassingsmogelijkheden. Personeelswerving was, evenals produktenvoorlichting, bij onderlinge overeenkomst niet toegestaan.
Een groot aantal scholen werd voor een groepsbezoek uitgenodigd. Hiervan maakten 121 scholen van het V.H.M.O., U.L.O. en N.O. met bijna 5800 leerlingen gebruik. Daarnaast waren er 3000 leerlingen in groepsverband die het door de grote belangstelling zonder rondleiding moesten stellen. Een ongeteld aantal individuele bezoekers, waaronder o.m. Z.K.H. Prins Bernhard en een aantal leden der Staten Generaal, toonden hun belangstelling.
De reacties der bezoekers waren op een enkele uitzondering na gunstig. Ook de organisatoren waren ingenomen met de resultaten. Naar het oor-

deel van de docenten-groepsleiders over de doelstelling en de realisatie van HET ELEKTRON wordt een onderzoek ingesteld.
De door het bestuur van het NERG ingestelde voorbereidingscommissie (voorzitter Dr. Ir. J. J. Geluk en secretaris Drs. N. Dijkwel) vergaderde op 4 en 18 mei, 31 augustus en 19 oktober. De door de voorbereidingscommissie gevormde werkcommissies „Bouw" en „Exploitatie" vergaderden eveneens enkele malen.

10 oktober 1963

167e werkvergadering, in het kader van de tentoonstelling „Het Instrument" in de Marijkehal van de Koninklijke Nederlandse Jaarbeurs aan de Croeselaan te Utrecht.
Sprekers waren:

Ir. P. de Waard (T.N.O.)	- Elektrische meettechniek in de werktuigbouwkunde.
Prof. Dr. J. J. Zaalberg van Zelst (Nat. Lab. Philips Eindhoven; R.U. Utrecht)	- Nauwkeurig meten met onnauwkeurige onderdelen.

Aan deze vergadering, welke was gekoppeld aan een bezoek aan de tentoonstelling, werd door een uitzonderlijk groot aantal van 174 leden van het Genootschap alsmede door een aantal donateurs en introducé's deelgenomen.

23 oktober 1963

168e werkvergadering, gewijd aan HET ONTWERP VAN BREDEBANDVERSTERKERS MET TRANSISTOREN' in de gehoorzaal van het Dr. Neher Laboratorium PTT te Leidschendam.
Sprekers waren:

Prof. Ir. M. P. Breedveld (T.H. Delft)	- De transistor als versterkerelement.
Ir. G. Rosier (P.T.I. Huizen)	- Ontwerp van een brede-band middenfrequent-versterker voor straalverbindingen.
Ir. C. Bakker (DNL Leidschendam)	- Ontwerp van een video-verdeelversterker.
Ir. H. L. Bakker (P.T.I. Hilversum)	- Ontwerp van een telefonie-lijnversterker.
Ir. A. J. J. M. Verswijveren (Philips Eindhoven)	- Ontwerp van een ingangstrap van een televisie-ontvanger.

11 november 1963

169e werkvergadering, in de bovenfoyer van Esplanade te Utrecht.
Het onderwerp van deze dag, welke werd georganiseerd in samenwerking met de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het Koninklijk Instituut van Ingenieurs en de Sectie Toegepaste Natuurkunde van de Nederlandse Natuurkundige Vereniging, was: LASERS; WERKINGSWIJZE EN TOEPASSINGEN.
Sprekers waren:

Dr. B. Bölger (Nat. Lab. Philips Eindhoven)	- Algemene inleiding.
M. Pauthier (Lab. Central de Télécommunications, Paris)	- Present state of art in Lasers.
Dr. R. Müller (Forschungslabor. der Siemens und Halske A.G., München)	- Modulationsverfahren für Laser.
Drs. H. de Lang (Nat. Lab. Philips Eindhoven)	De Laser, gezien als oscillerende optische interferometer.

11 december 1963

170e werkvergadering, in het Laboratorium voor Elektrotechniek van de Technische Hogeschool te Eindhoven.
Sprekers waren:

Ir. M. Steffelaar (TH Eindhoven)	- Het gebruik van vierpool-tabellen.
Ir. J. E. Rooyackers (TH Eindhoven)	- De gekoppelde modus-theorie met een toepassing op elektronenbundels.
Prof. Dr. Ir. J. G. Niesten (TH Eindhoven)	- De elektronica in dienst van de elektromechanica.
Prof. Dr. Ir. A. A. T. M. van Trier (TH Eindhoven)	- Het laboratorium voor Elektrotechniek aan de Technische Hogeschool Eindhoven: onderwijs en onderzoek.

De dag werd besloten met bezichtiging van de laboratoria en andere gebouwen van de Technische Hogeschool.

.2 **Bestuur**

.1 Vergaderingen:

Het bestuur vergaderde 5 keer, bij welke vergaderingen steeds de voorzitter van de examencommissie en de hoofdredacteur van het tijdschrift werden uitgenodigd.
De vergaderingen werden gehouden op:

20 februari	te Den Haag,
2 april	te Den Haag (korte vergadering vóór de Alg. Ledenvergadering),
4 juli	te Den Haag,
6 september	te Utrecht,
11 december	te Eindhoven.

Op de vergaderingen d.d. 20 februari alsmede op de Algemene Ledenvergadering d.d. 2 april was op uitnodiging van het bestuur voor het geven van juridisch advies aanwezig Mr. E. J. Groenevelt, die de herziening van de Statuten en het Huishoudelijk Reglement voorbereidde.
Op de vergadering d.d. 4 juli waren op uitnodiging van het bestuur aanwezig.

a. namens de ballotagecommissie de heren Ir. Y. Boxma en Ir. P. H. Boukema bij de bespreking van het agendapunt „Vaststellen richtlijnen voor de werkwijze van de ballotagecommissie";
b. namens het Nederlands Nationaal URSI-comité de heren Prof. Ir. B. D. H. Tellegen en Dr. A. D. Fokker bij de bespreking over de positie van dit comité t.o.v. het NERG:
c. namens de Commissie Voorbereiding Onderwijstentoonstelling „HET ELEKTRON" de heer Drs. N. Dijkwel voor het geven van een toelichting bij de bespreking over de werkzaamheden van deze commissie.

.2 Bestuursmutaties:

Na de bestuursverkiezing in de Algemene Ledenvergadering op 2 april 1963 (zie 163e werkvergadering) was het bestuur als volgt samengesteld:
Ir. J. D. H. van der Toorn (voorzitter)
Ir. A. W. M. Paling (vice-voorzitter)
Prof. Ir. B. van Dijl (secretaris)
Prof. Ir. M. P. Breedveld (penningmeester)
Ir. M. W. van Batenburg
Prof. Dr. Ir. J. L. Bordewijk
Dr. F. W. de Vrijer.

.3 **Wijziging Statuten en Huishoudelijk Reglement en Naamsverandering van het Genootschap**

De gewijzigde Statuten van het Genootschap, welke werden goedgekeurd

bij Koninklijk Besluit d.d. 5 juni 1963 nr. 84, verschenen in druk als bijvoegsel van de Nederlandse Staatscourant van donderdag 15 augustus 1963, nr. 157.
Opdracht werd gegeven voor het drukken van nieuwe boekjes „Statuten en Huishoudelijk Reglement van het Nederlandse Elektronica- en Radiogenootschap", welke boekjes aan de leden zullen worden toegezonden.

.4 Lidmaatschap

Het ledenaantal steeg gedurende het verenigingsjaar 1963 met 27.

Aantal leden op 1 januari 1963		528
Overleden	2	
Bedankt	4	
	—	6
		522
Toegetreden		33
Aantal leden op 1 januari 1964		555

Het bestuur gaf in het tijdschrift met droefheid kennis van het overlijden op 12 juli 1963 van het lid Prof. Dr. Ir. J. L. H. Jonker (bestuurslid van 30 maart 1951—24 maart 1960) en van het overlijden op 5 december 1963 van Prof. Dr. K. S. Knol.

.5 Ballotagecommissie

Sedert de vaststelling van de nadere richtlijnen voor de ballotagecommissie op de bestuursvergadering d.d. 4 juli 1963, blijkt de commissie, naar tevredenheid van de commissieleden zelve en naar die van het bestuur, haar taak te kunnen uitoefenen.

.6 Leden- en Donateurswerving

In verband met het geringe ledenaantal van het Genootschap t.o.v. het potentieel, werd een brochure samengesteld waarin een overzicht werd gegeven van de activiteit van het Genootschap over de laatste jaren. Het effect van deze brochure is tot nu toe niet bijzonder groot.
Aangezien een aantal bedrijven en instellingen, welke activiteiten ontplooien op het gebied van de elektronica, geen donateur is van het Genootschap, werd een rondschrijven samengesteld om deze instellingen aan te moedigen als donateur toe te treden.

.7 Administratie

Gedurende dit verslagjaar werden door het secretariaat 512 inkomende en uitgaande brieven verwerkt.
In verband met het toenemen van de secretariaatswerkzaamheden, verbonden aan de uitvoering van het verenigingsprogramma, de ledenadministratie, abonnementsadministratie tijdschrift enz., waarvoor in het verleden in ruime mate administratieve hulp werd ondervonden van verschillende bedrijven en instellingen, werd overgegaan tot het aanstellen van een administrateur. De heer K. Tebbenhof, die in april 1962 met enkele van bovengenoemde taken zijn werk begon, is thans belast met de uitvoering van de gehele administratie van het NERG. Het correspondentie-adres van de administratie is: Postbus 6108 Den Haag; telefoon (070) 684450 ('s avonds).

.8 Vignet

Enkele pogingen werden ondernomen om tot een aantrekkelijk vignet voor het Genootschap te komen. De tot nu toe verkregen ontwerpen konden echter niet de instemming van het bestuur verkrijgen.

.9 Tijdschrift

De naamsverandering van het Genootschap maakte het noodzakelijk over te gaan tot het ontwerpen van een ander omslag voor het tijdschrift. Van deze gelegenheid werd tevens gebruik gemaakt om de binnenzijde een andere indeling te geven. Het nieuwe omslag werd met ingang van nr. 3-1963 ingevoerd.
Het concept voor een nieuwe handleiding voor de auteurs kwam gereed.
De pogingen om tot een nieuwe rubriek actualiteiten en personalia te komen zijn tot heden niet geslaagd door onvoldoende toezegging tot medewerking van daartoe aangeschreven leden.
Gedurende het verslagjaar verschenen de nummers 5 en 6 van deel 27 (1962) alsmede de nummers 1/2, 3 en 4 van deel 28 (1963) met een totale omvang van 413 bladzijden.

.10 SVEN

Na het overlijden op 1 september 1962 van de secretaris, de heer C. A. J. Meyer, werd het bestuur van de stichting ten tweede male ernstig getroffen door het verlies van zijn voorzitter Prof. Dr. Ir. J. L. H. Jonker, die 12 juli 1963 overleed. In de vacature, ontstaan door het overlijden van de heer Meyer, werd op voordracht van het bestuur van de VEV voorzien door de benoeming van de heer C. A. Molenaar, adjunct-directeur van het Centraal Bureau van de VEV. In de vacature, ontstaan door het overlijden van Prof. Jonker werd voorzien door de benoeming van Prof. Ir. B. van Dijl tot lid van het bestuur, hiertoe voorgedragen door het bestuur van het NERG. De benoeming van de voorzitter van het bestuur heeft nog niet plaatsgevonden.
De activiteit van de SVEN, vanaf de oprichting hoofdzakelijk gericht op het materieel steunen van de opleidingsinstituten die niet door de overheid direct worden gesubsidieerd, kon ook na het verstrijken van de periode van 5 jaren, waarmee in de aanvang werd gerekend, normaal worden voortgezet. Het ministerie van O. K. en W. werd bereid gevonden de subsidieverlening voorlopig te continueren, zij het dan ook met de vermelding dat deze een aflopend karakter zal moeten dragen. Een aantal begunstigers werd eveneens bereid gevonden een soortgelijke gedragslijn te volgen.
Op verzoek van de Staatssecretaris van O. K. en W., Prof. Dr. H. H. Janssen, heeft het bestuur van de SVEN de taak op zich genomen een aanbeveling op te stellen omtrent de wijze waarop het onderwijs in de elektronica op de onderscheiden niveau's naar de mening van het bestuur zou moeten worden ingericht.

.11 NERG-examens 1963

.1 Examen Radiotechnicus:

Voor het volledig examen slaagden dit jaar 72 candidaten.

Deel I:	deelgenomen	627	geslaagd	135
Deel II: (8 candidaten kregen een herexamen)	,,	123	,,	67
Herexamen:	,,	8	,,	5

Voor een zeer goed examen werd dit jaar aan 4 candidaten de Wera-examenprijs verleend.

.2 Examen Radiomonteur:

Van de 444 candidaten slaagden er 120 en kregen 9 een herexamen. Bovendien slaagden 7 candidaten die een herexamen aflegden.

.3 Examen Theoretische Elektronica:

Voor het volledige examen slaagde dit jaar 1 candidaat.

Schriftelijk	:	deelgenomen 7	geslaagd 4		
Mondeling (deel I)	:	,,	4	,,	1
Mondeling (deel II)	:	,,	1	,,	1

3. JAARVERSLAG VAN DE PENNINGMEEESTER OVER 1963

.1 Ontvangsten en uitgaven NERG over 1963

Hoewel nog enkele leden hun contributie over het jaar 1963 moeten betalen, heeft de inning der contributies geen moeilijkheden opgeleverd. Met de leden, die hun contributie nog niet hebben voldaan, wordt thans gecorrespondeerd.
In het aantal donateurs is geen wijziging gekomen.
De donateurs zijn:

Kon. Ned. Met. Instituut	de Bilt	*f* 30,—
Ned. Kabelfabriek	Delft	,, 150,—
Ned. Radio Unie	Hilversum	,, 200,—
N.V. KEMA	Arnhem	,, 100,—
Ned. Standard Electric Mij.	Den Haag	,, 200,—
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken	Eindhoven	,, 350,—
Radio Holland N.V.	Amsterdam	,, 150,—
Philips Telecommunicatie Industrie	Hilversum	,, 250,—
Staatsbedrijf der PTT	Den Haag	,, 250,—
Wet. Radiofonds Veder	Rotterdam	,, 400,—
N.V. van der Heem	Den Haag	,, 250,—
Ned. Siemens Mij.	Den Haag	,, 250,—

De rente van de Spaarbank over het jaar 1963 bedroeg *f* 600,—, waarvan *f* 150,— ten gunste van de URSI is gebracht.
De coupon-opbrengst van de effecten bedroeg *f* 414,57.
De nog te betalen rekeningen van het tijdschrift over 1962 werden voldaan. Over 1963 moeten nog enkele rekeningen worden betaald. Van 4 nummers zijn de rekeningen inmiddels ontvangen.
In het jaar 1963 werden 4 prijzen, elk groot *f* 100,—, uitgereikt.
Voor de aankoop van effecten is een bedrag groot *f* 15.045,98 uitgegeven.

ONTVANGSTEN

	Geschat	Uitkomst
Contrib. '62		*f* 200,—
,, '63	10.000	,, 8.850,—
,, '64		,, 1.140,—
Donaties	2.580,—	,, 2.580,—
Opbr. coupons	400,—	,, 414,57
Overdrukken		,, 8,—
Antenne-Symposium		,, 147,33
Rente Spaarbank	400,—	,, 450,—
Diversen		,, 91,48
Saldo		,, 7.548,33
		f 21.429,71

UITGAVEN

	Geschat	Uitkomst
Tijdschr. '61		*f* 666,22
,, '62	6.000,—	,, 7.560,34
Onk. sprekers + Honoraria	3.700,—	,, 4.817,15
Examenprijzen		,, 400,—
Microg. congres		,, 3.585,45
Contrib. V.E.V.	100,—	,, 100,—
Onk. Bestuur	400,—	,, 780,57
Onk. Red. Comm.	200,—	,, 60,05
Zaalhuur	200,—	,, 377,—
Tentoonstelling Het Instrument		,, 450,—
Tentoonstelling Elektron		,, 483,02
Ontwerp statuten		,, 450,—
Drukwerk	700,—	,, 786,15
Bankkosten		,, 20,93
Diversen		,, 892,83
		f 21.429,71

3.2 Balans per 31 december 1963

DEBET		CREDIT	
Saldo girorekening	f 1.342,67	Reeds ontvangen contributies '64	f 1.140,—
Saldo Bank	„ 2.341,79	Tijdschrift 1963	„ 8.779,60
Effecten	„ 26.779,63	Adm. Kosten Penningm.	„ 250,—
Kantoorinventaris (10% afschr.)	„ 433,80	Kapitaal	„ 21.738,61
Nog te ontvangen contributie '63	„ 220,—		
K.I.v.I. (Sectie Telecomm.)	„ 395,16		
Ned. Natuurk. Ver.	„ 395,16		
	f 31.908,21		f 31.908,21

3.3 Begroting voor 1964

INKOMSTEN		UITGAVEN	
Contributies	f 11.000,—	Tijdschrift	f 8.500,—
Donaties	„ 3.000,—	Onkosten Bestuur	„ 800,—
Opbrengst coupons	„ 800,—	Onk. Redactie Comm	„ 200,—
Rente Spaarbank	„ 500,—	Zaalhuur	„ 500,—
Saldo	„ 2.170,—	Drukwerk	„ 1.000,—
		Contributie V.E.V.	„ 100,—
		Honoraria	„ 5.870,—
		Diversen	„ 500,—
	f 17.470,—		f 17.470,—

3.4. Nederlands Nationaal Comité voor de URSI

.1 *Ontvangsten en uitgaven*

De donaties over het jaar 1963 hebben f 2.350,— bedragen.
De donateurs zijn thans:

Stichting Radiostraling Zon- en Melkweg	Groningen	f 100,—
RVO—TNO	Den Haag	„ 250,—
Staatsbedrijf der PTT	Den Haag	„ 500,—
Philips Telecommunicatie Industrie	Hilversum	„ 400,—
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken	Eindhoven	„ 600,—
Rijksluchtvaartdienst	Scheveningen	„ 500,—

Aan onkosten werd een bedrag groot f 6,85 uitgegeven.

INKOMSTEN		UITGAVEN	
Donaties 1962	f 500,—	Diversen	f 6.85
Donaties 1963	„ 2.350,—	Contributie 1962 (aan Brussel)	„ 1.801,17
Rente 1963	„ 150,—	idem 1963	„ 1.802,10
Saldo	„ 610,12		
	f 3.610,12		f 3.610,12

.2 *Balans per 31 december 1963*

Saldo Bank	f 6.576,72	Saldo per 31 dec. '63	f 6.576,72

3.5. Examencommissie van het NERG

.1 *Staat van ontvangsten en uitgaven over 1963*

ONTVANGSTEN		UITGAVEN	
Examengelden voorjaar	*f* 24.475,—	Vacantiegelden	*f* 8.589,65
Examengelden najaar	„ 20.790,—	Reis- en verblijfkosten	„ 5.828,19
Rente spaarbank	„ 1.140,75	Zaalhuur	„ 2.760,40
Verkoop uitgewerkte examenopgaven	„ 730,80	Verbruiksartikelen	„ 1.301,97
Diversen	„ 23,08	Meubilair, instrumenten, gereedschappen	„ 6.608,03
		Onderhoud idem	„ 730,74
		Drukwerk	„ 488,80
		Porti	„ 1.011,13
		Telefoon	„ 259,78
		Kantoorbehoeften	„ 680,02
		Samenstellen examenopgaven	„ 1.916,—
		Correctiewerk	„ 7.650,—
		Salaris administrateur	„ 4.300,—
		Publikatie examenopgaven	„ 556,60
		Terugbetaling examengelden	„ 460,—
		Diversen	„ 215,23
			f 43.356,54
		Voordelig saldo	„ 3.803,09
	f 47.159,63		*f* 47.159,63

.2 *Balans per 31 december 1963*

DEBET		CREDIT	
Saldo giro	*f* 2.307,96	Kapitaal	*f* 46.732,28
„ Nutsspaarbank	„ 30.884,08		
Rente „	„ 1.140,75		
Saldo kas (incl. zegels enz.)	„ 67,70		
Instrumenten	„ 7.897,44		
Meubilair, kantoormachines	„ 3.896,57		
Gereedschappen	„ 537,78		
	f 46.732,28		*f* 46.732,28

NIEUWE DONATEURS

Bull Nederland N.V., Amsterdam.
Kon. Ned. Hoogovens en Staalfabrieken N.V., IJmuiden.
N.V. Electriciteits Maatschappij AEG, Amsterdam.
N.V. IBM-Nederland, Amsterdam.
N.V. Nederlandse Spoorwegen, Utrecht.
Nederlandse Televisiestichting, Hilversum.
Physisch Laboratorium RVO—TNO, Den Haag.
Radio Becker N.V., Zeist.
Tektronix Holland N.V., Heerenveen.

NIEUWE LEDEN

Ir. G. Baak, Mient 165, Den Haag.
Ir. P. K. J. van den Berg, Ambachtshof 20, Bodegraven.
Ir. J. W. T. M. A. Cramer, Kleine Houtweg 34, Haarlem.
Ir. J. W. Ero, Schenkkade 297, Den Haag.
Ir. H. J. Goebertus, Goudenregenstraat 266, Hengelo.
C. J. Heuvelman, Timorstraat 6, Eindhoven.
Ir. E. Olsen, Helmerslaan 83, Eindhoven.
Ir. A. C. Tuinenburg, Geversstraat 42, Oegstgeest.
C. A. Vissers, Oostblok 164, Delft.

VOORGESTELDE LEDEN

Ir. K. K. Agarwal, p/a Technische Hogeschool, postbus 513, Eindhoven.
Ir. M. A. Bos, Huygensstraat 19, Hilversum.
Ir. A. J. M. Dingjan, van Foreestweg 179, Delft.
Ir. G. C. N. Frankenmolen, Rachmaninowlaan 35, Eindhoven.
Ir. J. de Groot, Statenlaan 1, Den Haag.
Ir. P. J. C. Hamelberg, de Lairessestraat 52 hs., Amsterdam.
Ir. A. J. G. Kempff, Laan van Meerdervoort 762, Den Haag.
Ir. L. G. M. Muyen, Kamperfoeliestraat 215, Den Haag.
G. O. A. J. Nuesink, Aalberselaan 35, Amstelveen.
Ir. R. J. K. Schaaf, Sabangstraat 9, Delft.
Ir. L. P. J. Veelenturf, Groenewoudseweg 232, Nijmegen.
Ir. J. P. de Vreede, Mozartlaan 34, Leidschendam.
Ir. D. van Willigen, A. Plesmanweg 5, Gouda.

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

Ir. M. W. van Batenburg, van Adrichemstraat 375, Delft.
Ir. Th. Q. Bennebroek, A. Paulownastraat 13, Den Haag.
E. H. Boeringa, Rading 68, Nieuw Loosdrecht.
Ir. J. F. Carrière, de Lammert 6, Geldrop.
Ir. A.Cramwinckel, Christiaan de Wetlaan 1, Hilversum.
Ir. J. Dijk, Veldm. Montgomerylaan 675, Eindhoven.
Ir. E. H. Hugenholtz, 22 Marchwood Drive, Downsview (Ont.), Canada.
Ir. R. F. A. Mugie, van Ruysdaelweg 35, Groesbeek.
Dr. Ir. P. A. Neeteson, D 142, Sterksel (N.B.).
Ir. E. J. Post, 23 Ware Street, Cambridge (38), Mass., U.S.A.
Prof. Ir. C. Rodenburg, Langenkampweg 113, Drienerlo-Enschede.
Ir. F. Schouten, 't Geluk 6, Geldrop.
Ir. D. L. A. Tjaden, Tilburgseweg 33, Eindhoven.
Drs. H. J. A. Vesseur, Dantelaan 20, Utrecht.
Dr. Ir. M. T. Vlaardingerbroek, Bergmanstraat 83, Eindhoven.
Dr. J. A. Vreeswijk Jr., Merelhof 10, Baarn.

Dit nummer werd gedrukt op 21 juli 1964.